



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación:

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Título del proyecto:

ESTRUCTURA PARA LA REDUCCIÓN DE LA SECCIÓN RECTA RADAR

AUTOR: Sara Mateo Larrambe

TUTOR: Ramón Gonzalo García

Pamplona, 26 de junio de 2013



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación:

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Título del proyecto:

ESTRUCTURA PARA LA REDUCCIÓN DE LA SECCIÓN RECTA RADAR

AUTOR: Sara Mateo Larrambe

TUTOR: Ramón Gonzalo García

Pamplona, 26 de junio de 2013

Agradecimientos

Me gustaría agradecer brevemente a todos aquellos que han ayudado a dar forma a este proyecto y a los que en mayor o menor medida me han ayudado a llegar hasta aquí.

- Debo agradecer a mi tutor Ramón Gonzalo toda la ayuda prestada. Su orientación ha sido indispensable.
- Del mismo modo, agradezco a Juan Carlos Iriarte su colaboración en ciertas tareas.
- Por supuesto a mi familia, que siempre ha estado ahí y me ha apoyado en cada paso que he dado.
- Finalmente, no puedo olvidar a mis amigos en estas líneas. Esos que siempre han estado dándome ánimos cuando lo he necesitado.

Índice general

1. Motivación y objetivos	10
1.1. Marco del proyecto	10
1.2. Objetivos del proyecto	11
2. Reducción RCS	12
2.1. Definición de RCS	12
2.1.1. Medición del valor RCS	13
2.2. Técnicas de reducción RCS	15
2.2.1. Método de “Shaping”	15
2.2.2. Materiales y absorción	17
2.2.3. Salisbury screens	19
2.3. Metamateriales	23
2.3.1. Estructuras AMC	24
2.3.2. Estructuras EBG	25
3. Estudio de la celda unidad para el diseño de una estructura tipo “Chessboard”	28
3.1. Presentación	28
3.2. Estudio de diferentes estructuras de celda unidad	32
3.3. Celda unidad constituyente de la estructura tipo Chessboard	33
3.4. Variación de parámetros de diseño de la celda unidad	34
3.4.1. Variación de grosor de sustrato	34
3.4.2. Variación del radio circunferencia	43
3.4.3. Variación de las dimensiones largo x ancho de la celda	47
3.5. Variación del ángulo de incidencia	49
3.6. Estudio del desfase entre celdas	57
4. Estructura tipo “Chessboard”	68
4.1. Presentación de la estructura	68
4.2. Reducción RCS en incidencia normal	71
4.3. Reducción RCS para diferentes ángulos de incidencia	78
4.3.1. Variación del ángulo theta	78
4.3.2. Variación del ángulo phi	87
5. Fabricación	98
5.1. Rediseño de la estructura	98
5.1.1. Presentación	98
5.1.2. Reducción RCS en incidencia normal	99
5.1.3. Reducción RCS para diferentes ángulos de incidencia	100
5.1.3.1. Variación del ángulo theta	100
5.1.3.2. Variación del ángulo phi	107
5.2. Instrumental utilizado	113
6. Medición de la estructura	118
6.1. Instrumental utilizado	118

6.2. Medición monoestática	120
6.3. Medición biestática	123
6.4. Análisis del comportamiento con respecto a la variación del ángulo de incidencia	125
7. Conclusiones y líneas futuras	129
Anexo I	131
Anexo II	135
Bibliografía	136

1. Motivación y objetivos

1.1. Marco del proyecto

La reducción de la sección recta radar (RCS) indica cómo de detectable es un objeto por un radar. Cuanto mayor es su RCS más fácilmente detectable resulta.

Durante años, la búsqueda de superficies con un bajo RCS ha recibido mucha atención en el ámbito de las aplicaciones militares donde se buscan superficies fácilmente integrables en misiles, aviones u otro tipo de vehículos para lograr su “invisibilidad”.

Para este propósito, existen diferentes técnicas:

El uso de materiales absorbentes (RAM) que mediante el uso de conductores transforma la energía electromagnética en calor. Como inconveniente a dicha técnica, tenemos el tamaño y la limitación de ancho de banda.

Mediante el uso de plasma para cubrir la totalidad de la superficie de un objeto y lograr la absorción de la mayor cantidad de energía electromagnética de las ondas radar también se logra la reducción RCS.

Otro modo de reducir la sección recta radar consiste en lo que se denomina “object shaping” que reduce la onda en la dirección de incidencia gracias al diseño de la superficie del objeto de detección. Las caras de la superficie toman diferentes orientaciones para evitar la reflexión en la normal. No obstante, la técnica de “shaping” resulta compleja a la hora de implementar.

La técnica denominada como “Cancelación activa”, algo más ambiciosa, consiste en que el objetivo reduzca su RCS emitiendo una señal radar igual en intensidad y opuesta en fase a la señal incidente. El mayor inconveniente es que las características de la onda incidente deben ser conocidas. [1]

El desarrollo de este proyecto se centra en una novedosa técnica que consiste en la combinación de una estructura AMC (Artificial Magnetic Conductor) con un PEC (Perfect Electric Conductor) en una configuración tipo tablero de ajedrez (“Chessboard”) en la que cada celda PEC y AMC está rodeada por el otro tipo de material. Su principio de operación se basa en conseguir que las ondas incidentes sean reflejadas en fase y contrafase al mismo tiempo, así la energía es reflejada en direcciones diferentes a la de incidencia. Se obtiene así un diseño que presenta un banda de funcionamiento bastante reducida, pero con la ventaja de ser bastante plano (grosor 10 veces más pequeño que la longitud de onda de trabajo).

Una forma de mejorar la configuración mencionada sería simplemente la de sustituir el PEC por otro AMC, generando de este modo una segunda zona de funcionamiento. En ambos casos, mientras una de las estructuras se comporta como metal la otra lo hará como conductor magnético y viceversa. Se logra por tanto con 2 AMCs con 2 frecuencias de trabajo diferente un mayor rango de funcionamiento, pudiendo trabajar en modo “broadband”. [2][3]

Además de una mejora en términos de ancho de banda, es de interés estudiar la configuración anterior no sólo para una incidencia normal, sino cómo conseguir que la estructura sea capaz de dar una respuesta aceptable (aunque no óptima) al cambiar el ángulo de incidencia.

1.2. Objetivos del proyecto

A lo largo del proyecto, se desean alcanzar los siguientes objetivos:

- Revisión de los conceptos básicos sobre los que trata el proyecto.
- Estudio de diferentes configuraciones AMC con su respuesta en fase en función de la frecuencia. Para ello se hará uso del software específico de antenas Ansys-HFSS (Anexoll).
- Selección de aquellas estructuras AMC que entre ellas mantengan la diferencia de fase de 180° y una respuesta en fase lo más plana posible en un mayor ancho de banda frecuencial. Para ello, con ayuda del software específico de antenas Ansys-HFSS, se estudiará el comportamiento de la estructura al variar sus parámetros.
- Análisis del comportamiento de la estructura AMC en función del ángulo de incidencia para determinar el ancho de banda de funcionamiento de la misma con el uso del software específico de antenas Ansys-HFSS.
- Diseño y análisis mediante la utilización de software específico de antenas como Ansys-HFSS la estructura global.
Dicha estructura global vendrá dada por la alternancia de 2 tipos de celdas AMC que mantendrán el mismo diseño pero con diferentes dimensiones para lograr así una respuesta similar pero en rangos frecuenciales diferentes.
- Fabricación de la misma en los laboratorios del Grupo de Antenas de la Universidad Pública de Navarra.
- Medición experimental de las características electromagnéticas de la estructura en el laboratorio para diferentes ángulos de incidencia.

De esto se podrá sacar una caracterización detallada de la adaptación y reducción RCS de la estructura, así como una comparativa con el caso de simulación.

2. Reducción RCS

2.1. Definición de RCS

La sección recta radar ó RCS, es un parámetro de campo lejano, que se usa para caracterizar mediante las propiedades de reflexión, cómo de detectable resulta un objeto para un aparato radar. Un mayor RCS indica que el objeto en cuestión es más fácilmente detectable [4].

Más formalmente se podría decir, que el valor RCS es el área que intercepta una cantidad de potencia, la cual, cuando fuese reflejada isotrópicamente, produciría en el receptor una densidad de potencia igual a la producida por el objeto en cuestión. Esta área no obstante, no necesariamente coincide con el área física del objeto sino que depende de otros factores.

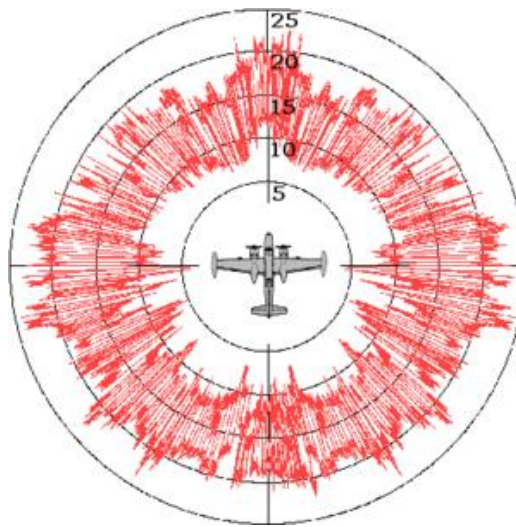


Figura 2.1. Esquema RCS de un avión

Estudiando la ecuación de Friis que relaciona la densidad de potencia incidente sobre un objeto y la re radiada por este [5]:

$$Pr = \frac{PtGt}{4\pi r^2} \sigma \frac{1}{4\pi r^2} A_{eff} \quad (2.1)$$

Donde:

- Pt = Potencia transmitida por el radar (Watts)
- Gt = Ganancia de la antena transmisora del radar
- r = Distancia entre el radar y el objeto (metros)
- σ = RCS (metros cuadrados)
- A_{eff} = Área efectiva de la antena receptora radar (metros cuadrados)
- Pr = Potencia recibida por el radar de vuelta desde el objeto (watts)

El término $\frac{Pt_{Gt}}{4\pi r^2}$ representa la densidad de potencia (watts por metro cuadrado) que el radar produce sobre el objeto. Esta densidad de potencia es interceptada por el objeto con una RCS de valor σ . Por tanto, el producto $\frac{Pt_{Gt}}{4\pi r^2} \sigma$ (watts), representa la hipotética potencia total interceptada por el objeto. El término $\frac{1}{4\pi r^2}$ representa la propagación isotrópica de la potencia interceptada de vuelta al radar.

Por tanto, el producto $\frac{Pt_{Gt}}{4\pi r^2} \sigma \frac{1}{4\pi r^2}$ representa la densidad de potencia reflejada en la antena receptora. Dicha antena receptora recoge esta densidad de potencia con un área efectiva A_{eff} .

Como observaciones, cabe comentar que la dispersión de la potencia procedente del radar nunca es isotrópica y el valor RCS es hipotético.

2.1.1. Medición del valor RCS

▪ Factores que influyen en el valor RCS:

Un objeto refleja parte de la energía que incide sobre él. Varios factores determinan la cantidad de energía electromagnética que retorna a la antena radar emisora [6]:

- Material del objeto: El uso de materiales absorbentes como son los denominados RAM, pueden reducir notablemente el RCS de un cuerpo
- Tamaño del objeto (RCS aumenta con el tamaño del objeto)
- Tamaño relativo del objeto respecto a la longitud de onda del radar
 - Para objetos pequeños en comparación a la longitud de onda incidente, estaríamos trabajando en la región de Rayleigh y la forma del objeto no influye en el cálculo del RCS.
 - Para objetos comparables a la longitud de onda del radar, el valor de RCS es dependiente de la frecuencia y trabaja en la región resonante conocida como región de Mie.
 - Para objetos de mayores dimensiones a la longitud de onda incidente, el RCS se determina siguiendo la metodología de óptica geométrica, situando la zona de trabajo en la denominada región óptica.

Para el ejemplo de una esfera:

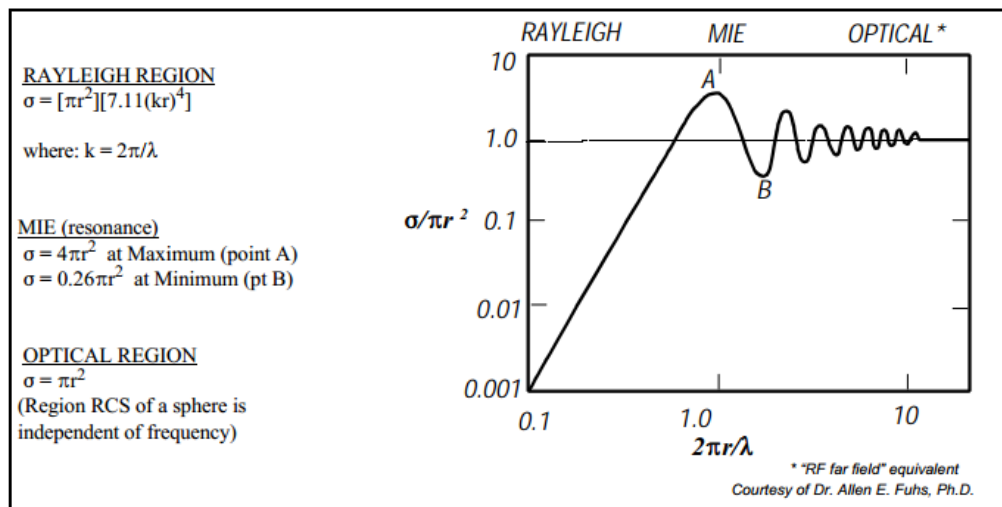


Figura 2.2. RCS de una esfera

▪ Método de medida:

La medida del RCS tiene como principal objetivo el de verificar los límites de detección de un objeto en cuestión por un sistema radar. Esta medida puede ser monoestática cuando antena emisora y receptora se localizan en el mismo punto o biestática si las antenas no tienen la misma localización [6].

Este cometido resulta realmente complejo por el gran número de factores que toman partido. Errores instrumentales, interferencias y reflexiones pueden contribuir a la degradación de la calidad de los resultados. Del mismo modo, la naturaleza del objeto a medir, la distancia de éste y el lugar donde se desarrolla dicha medida también la condicionan.

Se han propuesto y usado varios métodos en la medida de diferentes tipos de objetos. Dependiendo del tamaño del objeto y de la frecuencia radar, las medidas pueden llevarse a cabo en exteriores o en interiores en cámaras anecoicas.

En el proceso de medida, es importante además que el radar sea iluminado por una onda electromagnética con amplitud y fase uniforme (con una tolerancia de $\pm 0.5\text{dB}$ en amplitud y $\pm 22.5^\circ$ en fase) y que nos encontremos en condiciones de campo lejano tal que:

$$R \geq 2d^2/\lambda \quad (2.2)$$

Donde:

- R = Distancia entre radar y objeto
- D = Mayor dimensión del objeto
- λ = Longitud de onda del radar

Otro factor importante a tener en cuenta es el soporte utilizado en la medición, ya que no debe interferir con la onda incidente. Desafortunadamente, esto resulta imposible.

Además el análisis del comportamiento electromagnético de objetos metálicos resulta muy importante en el estudio de RCS. Así mismo, el estudio de formas simples es fundamental para la comprensión de formas más complejas.

- **Instrumentación básica:**

El montaje básico para la medición RCS consiste en una serie de posicionadores, receptor, transmisor y un sistema de adquisición de datos.

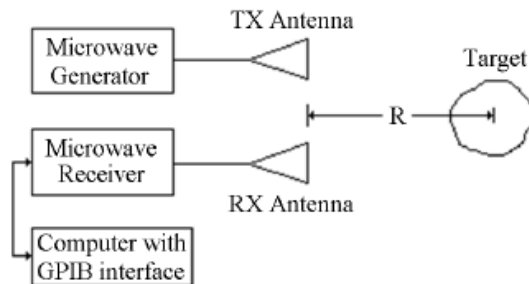


Figura 2.3. Esquema de medición del RCS

Para conseguir una buena medida, es necesaria emitir la potencia suficiente para asegurar una buena SNR y conseguir una buena alineación entre antena emisora/receptora y el objeto.

El soporte utilizado deberá estar recubierto por un material absorbente para evitar reflexiones indeseables.

2.2. Técnicas de reducción de RCS

Desde la aparición del primer radar, para vigilar tierra y aire, han sido muchos los interesados en burlar estos dispositivos en el ámbito militar.

Se han desarrollado varias técnicas con el fin de conseguir esa deseada invisibilidad [7] [8] [9].

2.2.1. Método de “Shaping”

Utilizado principalmente para lograr esconder los aviones de la fuente emisora radar, esta técnica consiste en re direccionar la mayor parte de la onda procedente del radar lejos de la dirección de incidencia.

Para conocer el origen de esta idea hay que remontarse al siglo XIX, antes de que existieran siquiera los aviones. En ese entonces, el físico escocés James Maxwell desarrolló una serie de fórmulas matemáticas para predecir cómo la radiación electromagnética rebotaba y se desperdigaba al golpear una figura geométrica de ciertas características.

Con el tiempo, estas fórmulas fueron mejoradas y refinadas por un científico alemán, Arnold Johannes Sommerfeld. Sin embargo, aunque calcular las reflexiones electromagnéticas en figuras sencillas era relativamente fácil, el cálculo para objetos complejos resultaba prácticamente imposible sin tener computadoras.

Más tarde, llegó el radar, la Segunda Guerra Mundial y luego la Guerra Fría. Surgió entonces hacia finales de los 50s en EEUU el deseo de reducir la firma radar, el RCS, de los aviones de reconocimiento. Desafortunadamente, no existía la base científica suficientemente desarrollada para conseguir el diseño adecuado.

Este problema se solucionó durante la década de 1960, cuando un científico ruso llamado Pyotr Ufimtsev comenzó a desarrollar ecuaciones tendientes a predecir el reflejo de las ondas electromagnéticas en formas de dos dimensiones.

Una década después, un grupo pequeño de científicos, matemáticos y diseñadores de aeronaves comenzaron a ver las posibilidades que se abrían al combinar sus conocimientos. Podían diseñar aviones que tuvieran una RCS menor, sin hacerlos necesariamente más pequeños.

Gracias a los trabajos de Ufimtsev, un matemático estadounidense llamado Bill Schroeder, trabajando para la Lockheed, se desarrolló un programa de computadora que hacía posible predecir la RCS de un avión.

Tras un tiempo de estudio, Schroeder diseñó un avión cuya forma exterior estuviera formada por polígonos facetados, que funcionaron como espejos pero reflejando las ondas del radar lejos del aparato emisor.

Con el tiempo, surgían aviones que mostraban aciertos o errores en cuestiones de furtividad. En primer lugar, se descubrió que la cola de los aviones era la principal fuente de reflejo en casi todos los casos. Esto se debe a que las figuras que mejor devuelven el radar son las formadas muy sobresalientes y los ángulos agudos, lo cual sucede especialmente en la cola. Esto hizo que muchos aviones tuvieran colas muy diferentes. Por ejemplo, aviones con 2 aletas montadas sobre los motores e inclinadas hacia adentro en lugar de una cola, aviones con cola "mariposa" (con aletas inclinadas hacia afuera) o simplemente aviones sin cola.



Figura 2.4. B-2 Spirit Flying Wing aircraft

Se descubrió también que las hélices, al rotar rápidamente, reflejan particularmente bien las ondas del radar. Esto se aplica no solamente a los aviones de pistón, sino también a los reactores, que incluyen hélices dentro del mecanismo. La solución más directa es empotrar los motores dentro del fuselaje del avión, protegiendo las entradas de aire.

Finalmente, una parte más sutil, menos visible pero igualmente importante del diseño furtivo es la alineación de las superficies. Esto es, que la mayoría de las superficies tengan

orientaciones y ángulos similares, paralelos, en lugar de ángulos diferenciados. Con ello, se evitan las reflexiones con ángulo normal al radar emisor.

El uso de triángulos es bastante característico de los aviones furtivos. En la mayoría de los diseños, se utilizan bordes serrados en lugares críticos como las entradas de aire de los motores, las alas, las puertas de las bahías de carga, etc. Estos triángulos, más o menos pequeños, están hechos de manera que la onda, al incidir, sea dirigida hacia el interior, de manera que rebote en los lados de las superficies triangulares antes de salir, disminuida, hacia otra parte en lugar de volver al aparato emisor.

En cuanto al uso de superficies curvas, las primeras computadoras y sistemas matemáticos no podían calcular formas furtivas curvas de manera que los diseñadores fueron ensamblando modelos matemáticos lineales, lo cual dio como resultado formas extrañas. Los avances fueron dando lugar a un diseño mucho más aerodinámico con el tiempo y finalmente las curvas aparecieron, combinadas con los triángulos.

Todos los diseños de “shaping” tienen el propósito de reducir el valor RCS de un objeto. Sin embargo, esta técnica conlleva un empeoramiento en las características aerodinámicas, incrementa los costes y requiere un mayor mantenimiento.

2.2.2. Materiales y absorción:

Muchos materiales se utilizaron en la historia aeronáutica, y siempre existió la idea de hacer poco visible a los aviones. Hechos de madera, tela y alambre, los primeros eran lentos y grandes. El papel celofán tampoco funcionó, ya que el celofán, aunque sea transparente, es muy brillante y la luz del sol lo hacía particularmente visible a largas distancias.

Una de las formas primordiales de evitar el reflejo del radar era encontrar materiales que ni los reflejaran, pero que tampoco los dejaran seguir su camino. Los metales por su naturaleza eran particularmente buenos reflejando las ondas de radio. Muchos materiales sintéticos como el kevlar y la fibra de vidrio eran en cambio como cristales: dejaban pasar las ondas del radar sin alterar su naturaleza. Sin embargo, esto no llevaba a ninguna parte: un avión recubierto de estos materiales o con su fuselaje hecho a partir de materiales plásticos seguiría necesitando grandes piezas de metales en su interior (motores, controles, computadoras, etc.). De manera que eso tenía poca utilidad.

Con el tiempo, los aviones fueron incluyendo aleaciones de metal que eran más ligeras, resistentes y que también tenían menor incidencia sobre el radar. Más adelante, los materiales plásticos se fueron imponiendo; sin embargo, hacía falta un material especializado.

Aparecieron de esa necesidad los “radar absorbing materials” (RAM). No obstante, el uso de RAM no hace un objeto invisible al radar sino que simplemente reduce su RCS para unas frecuencias específicas. Estos materiales no son absorbentes perfectos a cualquier frecuencia, sino que su capacidad depende de ésta.

Los primeros materiales absorbentes utilizados se denominaron Sumpff y Schomsteifeger, para recubrimiento en Alemania en la Segunda Guerra Mundial. La estructura se basaba en el uso de partículas de grafito y otros semiconductores incrustadas en una matriz de goma. Con esta técnica, los aviones alemanes apenas resultaban visibles para los primitivos radares británicos.

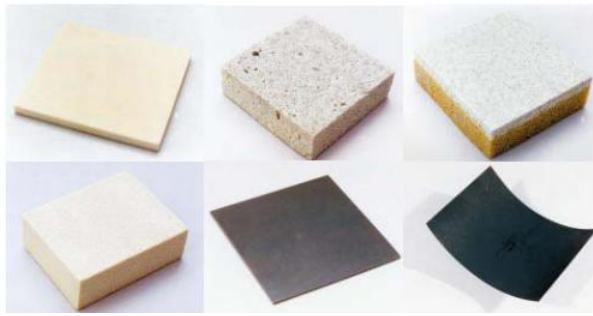


Figura 2.5. Ejemplo de espuma y lámina de material absorbente

▪ **Tipos de materiales y técnicas**

• **Iron ball paint**

Iron ball paint (pintura de bolas de hierro) es uno de los tipos de RAM más conocidos. Contiene pequeñas esferas de ferrita. Las ondas procedentes del radar son absorbidas, las cuales al chocar con la estructura altamente magnética de ferrita, se convierte en calor por las vibraciones moleculares. Este calor es transferido por la estructura y disipado.

Se han ido desarrollando otras pinturas absorbentes a base de sustancias no magnéticas que reducen las reflexiones electromagnéticas e incluso con el uso de nano partículas.

• **Foam absorber (gomaespuma)**

La espuma como absorbente se usa como revestimiento de salas anecoicas (Figura 6) para reducir posibles ecos interferentes en la medida de radiaciones electromagnéticas. Formado por uretano y carbón y cortado en largas pirámides.

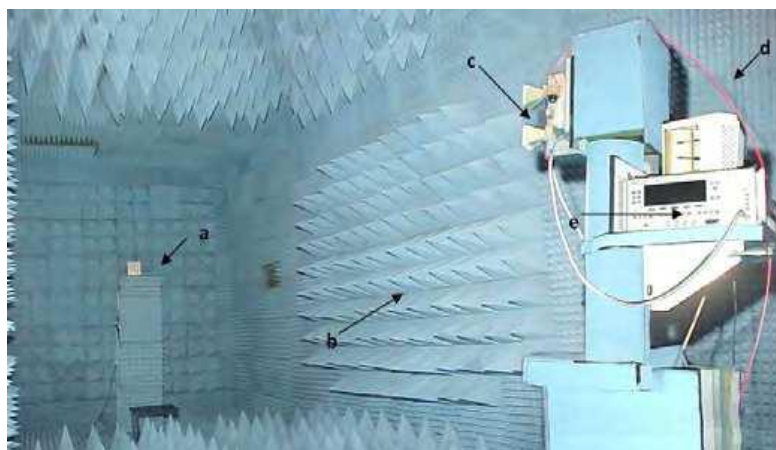


Figura 2.6. Sala anecoica

La longitud de estas pirámides atiende a la menor frecuencia esperada y a la cantidad de absorción requerida. Su atenuación se logra mediante 2 efectos: difracción y absorción.

La difracción da lugar a interferencia constructiva en dirección fuera del receptor o destructiva (también provocada en parte por las partículas de carbón) con lo que la energía de la señal se ve notablemente reducida.

Además las formas piramidales maximizan el número de rebotes de la onda haciendo que esta pierda energía (Figura 2.7).



Figura 2.7. Señal incidente sobre un material absorbente

2.2.3. Salisbury Screens

Esta estructura detallada a continuación podría servir como precedente para el proyecto que se desarrollará a continuación ya que sigue el mismo objetivo y se apoya sobre las mismas propiedades de conductores eléctricos y magnéticos. Por ello, a pesar de ser una técnica de absorción, se le dedica una sección propia.

Basadas en las propiedades de reflexión de planos eléctricos y magnéticos, las pantallas conocidas como “Salisbury Screens” están orientadas a evitar la detección radar y sus primeros pasos fueron dados por el ingeniero americano Winfield Salisbury en 1952 [10][11].

▪ Principio de funcionamiento:

Las pantallas Salisbury funcionan de un modo similar al de las capas anti reflectantes de las lentes de cámaras fotográficas para evitar que la luz refleje.

Su configuración básica consiste en 3 capas: un plano metálico que actúa como plano a tierra, un dieléctrico sin pérdidas y de un grosor específico (correspondiente a un cuarto de longitud de onda a la que el radar trabaja) y una fina pantalla de altas pérdidas sobre dicho dieléctrico (Figura 8).

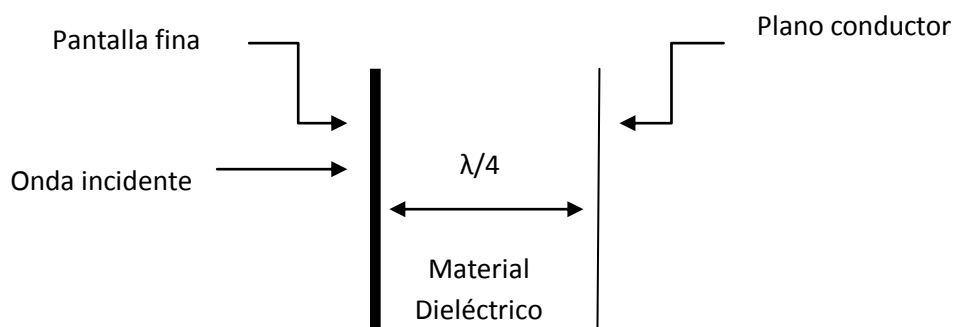


Figura 2.8. Esquema de configuración Salisbury

Su modo de funcionamiento consiste en lo siguiente:

Al incidir la onda procedente del radar sobre la superficie del dieléctrico, esta es dividida en 2 ondas. Una de ellas es reflejada desde la superficie con pérdidas y la otra se propaga por el dieléctrico hasta llegar a la capa metálica y ser reflejada por ésta hacia el aire, pasando de nuevo por el dieléctrico.

La distancia extra que la segunda onda recorre respecto a la primera, introduce un desfase de 180° entre ellas ($\lambda/4$ de la superficie al metal y $\lambda/4$ de vuelta de nuevo a la superficie de pérdidas).

Así pues, cuando la segunda onda llega a la superficie, las 2 ondas se combinan y cancelan por el fenómeno conocido como interferencia destructiva. Como resultado, no hay energía reflejada de vuelta hacia el radar.

- **Interferencia destructiva:**

Para entender la cancelación producida hay que remitirse al concepto de interferencia [12].

Dadas dos ondas electromagnéticas que viajan por el mismo medio, aplicando el principio de superposición, podemos considerar el resultado final como una mera suma de los efectos causados por la primera onda más la segunda.

Para las ondas:

$$\psi = A \sin(\omega t - kd_1) \quad (2.3)$$

y

$$\phi = A \sin(\omega t - kd_2) \quad (2.4)$$

La onda resultante sería la suma de ambas:

$$Y = A \sin(\omega t - kd_1) + A \sin(\omega t - kd_2) \quad (2.5)$$

Aplicando las correspondientes transformaciones trigonométricas se obtiene algo de la forma:

$$Y = 2A \sin\left(\omega t - k \frac{d_1 + d_2}{2}\right) \cos\left(k \frac{d_1 - d_2}{2}\right) \quad (2.6)$$

La onda resultante es una onda que parece provenir de una distancia $\frac{d_1 + d_2}{2}$ y cuya amplitud no es constante sino que depende del término $2A \cos\left(k \frac{d_1 - d_2}{2}\right)$ y por tanto de las distancias recorridas por ambas ondas. Esta amplitud será máxima para distancias tales que:

$$\cos\left(k \frac{d_1 - d_2}{2}\right) = 1 \quad (2.7)$$

y mínima(valor nulo) para aquellas que cumplan:

$$\cos(k \frac{d_1 - d_2}{2}) = 0 \quad (2.8)$$

Analizando en mayor profundidad este último caso conocido como interferencia destructiva se tiene que:

$$k \frac{d_1 - d_2}{2} = (2n+1) * \frac{\pi}{2} \quad (2.9)$$

que en función de λ resulta:

$$d_2 - d_1 = (n + \frac{1}{2}) * \lambda \quad (2.10)$$

Esto significa que si la diferencia es de un número entero de lambdas más la mitad de una, resulta que las ondas se encuentran en contra-fase, o bien que una es justo la opuesta de la otra y por tanto ambas se anulan simultáneamente.

▪ Limitaciones:

Hay ciertas desventajas que limitan el uso de las pantallas Salisbury.

Una de ellas es el hecho de que en su diseño más simple, estas pantallas solamente son capaces de trabajar a una única frecuencia por lo que el radar enemigo podría simplemente variar la frecuencia para dejar de ser ciego a la superficie “oculta”.

Es cierto que una configuración más compleja de multicapas permitiría cubrir un mayor rango frecuencial. No obstante, esto tendría como resultado un aumento del grosor total del diseño.

Es precisamente el grosor del diseño el otro punto débil de estas pantallas. El rango de longitud de onda radar va desde 1mm hasta los 10cm. Por tanto, el grosor del dieléctrico de $\lambda/4$ debería ser al menos de 2.5cm (para configuraciones de una sola capa). Añadir tal cantidad de volumen en la superficie de vehículos como aviones, degradaría las propiedades aerodinámicas de estos.

Estos inconvenientes son los que han dado lugar a la búsqueda de nuevos diseños de menor grosor y capaces de trabajar para un mayor ancho de banda.

La misma configuración vista, para el caso de un material magnético, daría la máxima disipación de energía al colocar el plano de propiedades magnéticas directamente sobre el plano conductor. Este último caso reduce notablemente el grosor necesario de superficie, lo que supone una ventaja considerable a la hora de implementar.

Dicho esto, podemos ver en el uso de materiales con propiedades magnéticas una gran oportunidad para el desarrollo de superficies reductoras de la sección recta radar.

▪ **Otros métodos futuros:**

Gracias a los avances en teoría electromagnética y a los potentes computadores, se han conseguido grandes logros en el ámbito de la “Stealth technology”. El mayor desarrollo se ha producido en métodos de “Shaping” pero también hay a la vista ambiciosos proyectos en otras áreas [7] [9]:

- **Plasma**

El principio de operación en el uso de plasma consiste en generar una capa ionizada de recubrimiento.

Estudios han demostrado cómo esta capa ionizada se comporta como un buen absorbente de ondas electromagnéticas.

- **Active Intelligent Signal Cancellation**

Esta tecnología es capaz de detectar la onda incidente radar y emitir una onda en contra fase a ésta para lograr una interferencia destructiva y cancelar la señal. Esto requiere potentes ordenadores y tanto detectores como emisores de alta sensibilidad.

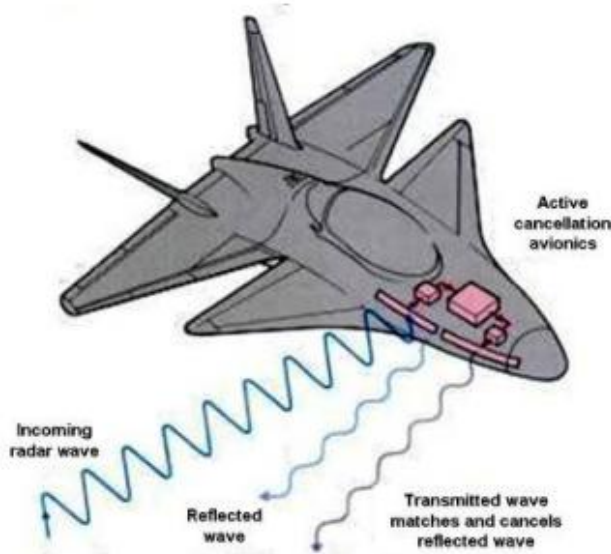


Figura 2.9. Active Cancellation System

Todas estas técnicas de reducción de RCS tienen por otro lado ciertas limitaciones. Las propiedades aerodinámicas de los vehículos se pueden ver reducidas, los costes de diseño y fabricación se vuelven elevados siendo necesaria una mayor financiación que en casos normales y sumado a todo esto está el hecho de que al conseguir una reducción del RCS en una dirección implica un aumento de ecos en otras direcciones.

Así mismo, la efectividad de estos diseños está sujeta a una determinada frecuencia de trabajo y al ángulo de incidencia de la onda emitida por el radar.

2.3. Metamateriales

Para el desarrollo de este proyecto, se han utilizado las propiedades de reflexión de conductores eléctricos y magnéticos de forma conjunta para reducir la RCS.

La reducción del RCS hasta ahora llevada a cabo con técnicas de “shaping” y con el uso de materiales absorbentes, podría conseguirse mediante la combinación de materiales PEC y PMC.

Esta idea como tal resulta algo novedosa y su estudio se ha desarrollado prácticamente en su totalidad en los laboratorios de la UPNA. No obstante, hay aplicaciones ya desarrolladas del uso de materiales conductores eléctricos y magnéticos para mejorar las características de radiación de una antena (ganancia, eficiencia...) que sirven como antecedente. Así pues, de estas prácticas, surge la idea de una nueva aplicación orientada a la “Stealth Technology”.

A continuación se una breve explicación introductoria sobre el comportamiento de conductores eléctricos y magnéticos perfectos [13] [14].

▪ Propiedades de la fase de reflexión de PEC y PMC:

El coeficiente de reflexión es un parámetro que se usa para describir las propiedades de reflexión de un objeto.

Este término se define como el campo reflejado respecto al campo incidente sobre la superficie reflectante. Es un valor complejo con su correspondiente magnitud y fase.

• PEC:

Para un plano conductor eléctrico perfecto, cuando una onda plana incide sobre él, el campo $E_{tangencial}$ es 0 para satisfacer las condiciones de contorno y la onda es completamente reflejada.

Por tanto, el campo E_{inc} y E_{ref} deberían tener signos opuestos, es decir, un coeficiente de reflexión de -1. $|\Gamma|=1$ y $\arg(\Gamma)=180^\circ$.

• PMC:

Para un plano conductor magnético perfecto, el campo $H_{tangencial}$ es 0 y H_{inc} es igual a H_{ref} pero de signo opuesto. Por otro lado el campo E_{inc} y E_{ref} tienen el mismo signo y como resultado, el coeficiente de reflexión es 1. $|\Gamma|=1$ y $\arg(\Gamma)=0^\circ$.

Sin embargo, un PMC no existe en la naturaleza. Pueden simularse para ciertas frecuencias (Figura 2.13) siendo lo que se denominan como AMC (artificial magnetic conductor).

Los metamateriales o materiales electromagnéticos comprenden todos aquellos materiales artificiales que poseen propiedades novedosas y superiores a los materiales que pueden encontrarse en la naturaleza. Todos tienen en común la periodicidad de sus estructuras o celdas básicas como constituyentes elementales. Se realizan típicamente a partir de sustratos dieléctricos periódicos con distintas metalizaciones.

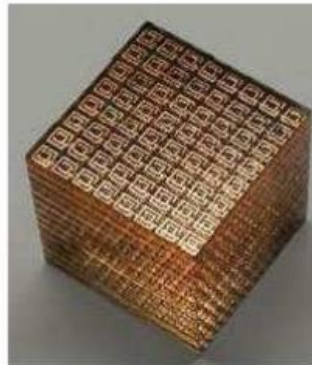


Figura 2.11. Bloque de metamaterial en 3D

El estudio de materiales con propiedades electromagnéticas exóticas ha despertado gran interés en los últimos años. Se pensó en la existencia de materiales que tuviesen de forma simultánea valores negativos de la permitividad eléctrica relativa (ϵ_r) así como del valor de permeabilidad magnética relativa (μ_r).

Las estructuras artificiales pueden ser diseñadas para cumplir algunas propiedades electromagnéticas sorprendentes dentro de un rango de frecuencias determinado:

- Dejar pasar un determinado rango de frecuencias de una señal y atenúan el paso del resto.
- Presentan un valor de índice de refracción negativo (n), es decir, la energía es refractada hacia el mismo lado de la normal en que incide la onda incidente.
- Presencia de bandas prohibidas en la que las ondas de superficie no pueden propagarse
- Según la fase del campo eléctrico reflejado se puede diferenciar entre conductores eléctricos perfectos (PEC) y conductores magnéticos perfectos (PMC).

2.3.1. Estructuras AMC

El comportamiento de un conductor artificial magnético equivale al de un plano de masa basado en estructuras periódicas en dos dimensiones. Es posible implementar un plano de masa con unas características distintas a las de los planos de masa metálicos convencionales, mediante la unión de un número finito de estructuras básicas.

Dichas estructuras básicas, que se repite de forma periódica, consiste en una metalización colocada sobre un sustrato dieléctrico y un plano de masa metálico (Figura 2.12).



Figura 2.12. Ejemplo de estructura AMC de anillos metálicos circulares sobre dieléctrico y plano de masa

Las superficies AMC también se conocen como superficies de alta impedancia (High-Impedance Surface o HIS), debido a que presentan una elevada impedancia dentro de un rango de frecuencias concreto, donde la componente tangencial del campo magnético es pequeña. Esta es la causa de que dichas superficies reflejen las ondas incidentes con una fase igual o cercana a 0° [15].

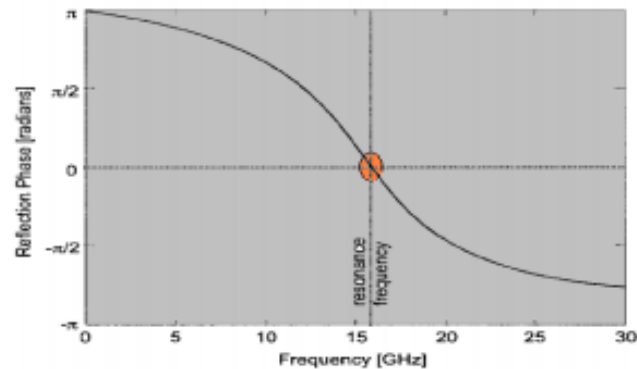


Figura 2.13. Fase de reflexión de una estructura AMC

Así pues, con una estructura AMC se consigue similar el comportamiento de un PMC para cierta frecuencia denominada como frecuencia de resonancia ($|\Gamma|=1$ y $\arg(\Gamma)=0^\circ$) (Figura 2.13).

2.3.2. Estructuras EBG

Las estructuras EBG consisten en configuraciones periódicas de material dieléctrico y conductor metálico. Son por consiguiente objetos artificiales periódicos que evitan o contribuyen a la propagación de ondas electromagnéticas en una banda específica de frecuencia para cualquier ángulo o polarización [17].

Sus curiosas propiedades son debidas al diseño de la estructura y no a los elementos que la forman, es decir, que la estructura completa, tiene un comportamiento distinto al que tendrían sus elementos por separado.

Se conocen como cristales electromagnéticos donde el periodo es comparable a la longitud de onda de la señal que se propaga en el medio, produciéndose fenómenos de interferencia que ocasionan la inhibición de la transmisión de la señal para ciertas regiones frecuenciales y/o direcciones.

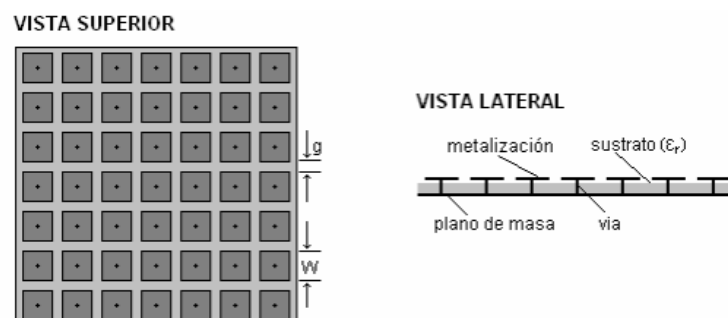


Figura 2.14. Ejemplo de una estructura mushroom-EBG

Como características, es destacable su reducido perfil, reducido peso, bajo coste de fabricación y su variado campo de aplicaciones en ingeniería de antenas.

En cuanto a las aplicaciones, se encuentran las siguientes:

1) Supresión de ondas superficiales:

Las ondas superficiales se direccionan a lo largo del plano de tierra en lugar de radiar al espacio libre. Esto reduce la eficiencia y ganancia de la antena. La difracción de la onda aumenta el lóbulo trasero y empeora la SNR.

Además existen niveles de acoplamiento sobre todo en diseños de arrays que dan lugar a “blind scanning levels” o lo que es lo mismo, ángulos de radiación nula.

Las estructuras EBG evitan las propagaciones indeseables acabando con los problemas citados.

2) Bajo perfil de diseño:

Si pensamos en el ejemplo de un dipolo dispuesto sobre un PEC (Figura 2.15):

- Para una corriente I_{vertical} al plano PEC, la imagen tiene la misma dirección y refuerza la radiación. Se consigue aumentar la eficiencia pero el perfil de diseño aumenta.
- Para una corriente $I_{\text{horizontal}}$ al plano PEC, la imagen tiene dirección opuesta y la corriente se cancela. Se reduce el perfil de diseño pero su eficiencia cae.

Con el uso de una estructura EBG (Figura 2.16), corriente e imagen se suman de forma constructiva a cierta frecuencia dando lugar a una configuración tanto de bajo perfil como eficiente.

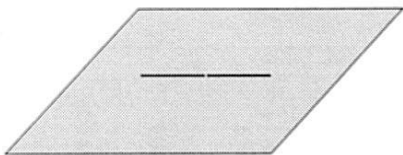


Figura 2.15. Dipolo sobre PEC o PMC

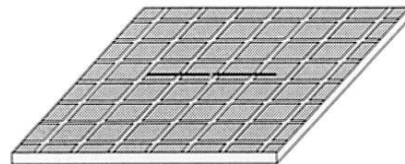


Figura 2.16. Dipolo sobre EBG

Para el caso concreto de un dipolo (Figura 2.17), las pérdidas de retorno (S_{11}) que se producen al disponer éste sobre un plano PEC llegan solamente hasta -3.5dB. Esta baja eficiencia era de esperar dado que la corriente imagen es opuesta a la del dipolo.

En la configuración con el plano PMC, se consigue una mejor adaptación con un valor de hasta -7.2dB, por el acoplamiento de corrientes entre imagen y dipolo.

El mejor valor de pérdida de retorno (S_{11}) se consigue para el plano EBG con unos -27dB.

Vemos como la estructura EBG permite lograr una radiación más eficiente y es por tanto un buen candidato en el diseño de antenas con bajo perfil.

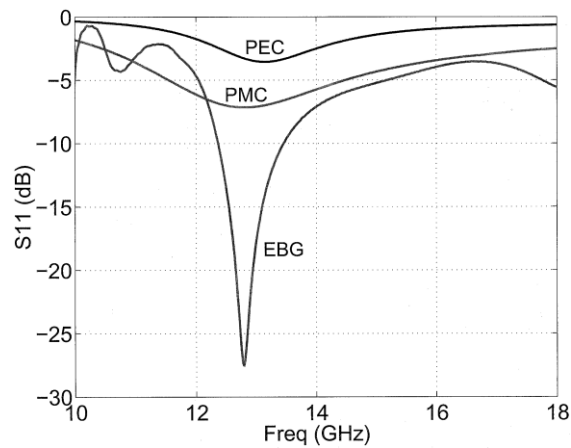


Figura 17. Pérdidas de retorno para un dipolo sobre un plano PEC, AMC y EGB

3) Antenas de alta ganancia:

La superficie curva de las antenas parabólicas hace difícil su uso en plataformas móviles y largas configuraciones de arrays sufren grandes pérdidas en las redes de alimentación.

En lugar de antenas parabólicas o grandes arrays, con estructuras EBG se logran antenas resonantes de elevada ganancia.

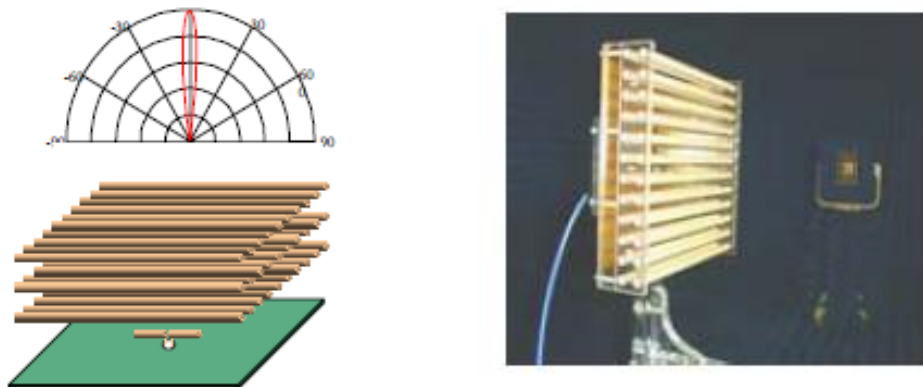


Figura 2.18. antena plana EBG de alta directividad [16]

De estructuras EBG que simulan el comportamiento de materiales conductores magnéticos en aplicaciones tales como las anteriores, nace la idea de combinar planos PEC y AMC. Del uso conjunto de las propiedades de ambos conductores, aparece la idea de una nueva aplicación: Estructuras de tipo Chessboard.

3. Estudio de la celda unidad para el diseño de una estructura tipo “Chessboard”

3.1. Presentación

Partiendo de las pantallas de Salisbury y de las estructuras EBG, se va a tratar de conseguir el propósito de reducción de la sección recta radar mediante la combinación de una estructura AMC (Artificial Magnetic Conductor) con un PEC (Perfect Electric Conductor) en una configuración tipo tablero de ajedrez (Figura 3.1) con doble periodicidad y en la que cada celda PEC y AMC estará rodeada por el otro tipo de material respectivamente [3] [18] [19].

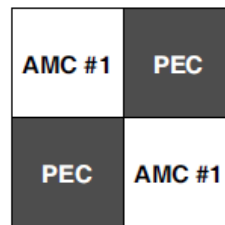


Figura 3.1. Ejemplo de configuración PEC-AMC tipo “Chessboard”

Su principio de operación se basa en conseguir que las ondas incidentes sean reflejadas en fase y contrafase al mismo tiempo. Es decir, las celdas tipo PEC de la configuración reflejarán la onda incidente con una fase de 180° mientras las celdas AMC lo harán sin introducir desfase, logrando así un desfase entre celdas de 180° a la frecuencia de trabajo. Se conseguirá de este modo una Interferencia destructiva que anulará la radiación en el ángulo normal de incidencia, reflejándose toda la energía en otras direcciones.

Como se vio en un apartado anterior, los PEC se caracterizaban con un coeficiente de reflexión $|\Gamma|=1$ y $\arg(\Gamma)=180^\circ$ para una onda plana incidente mientras los PMC tenían un coeficiente de reflexión de la misma magnitud pero de diferente comportamiento en fase $|\Gamma|=1$ y $\arg(\Gamma)=0^\circ$.

Viendo esta configuración de 4 elementos, 2PEC y 2 PMC como una estructura modelable como un array 2x2 (Figura 3.2) formado por 4 antenas elementales, se tendría:

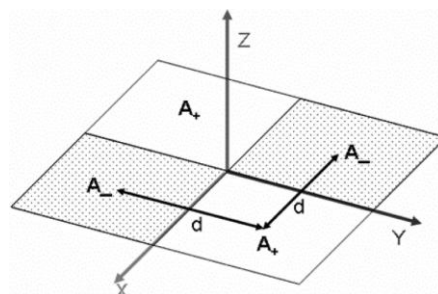


Figura 3.2. Ejemplo de esquema array 2x2

$$\text{Donde } A_+ = A_1 e^{j\text{fase1}} \quad \text{con fase1}=0^\circ \quad (3.1)$$

$$A_- = A_2 e^{j\text{fase2}} \quad \text{con fase2}=180^\circ \quad (3.2)$$

El campo radiado por cada una de las unidades elementales sería:

$$\bar{E}_{A+} = A_1 e^{j\text{fase1}} \bar{E}_{\text{Elemental}} \quad (3.3)$$

$$\bar{E}_{A-} = A_2 e^{j\text{fase2}} \bar{E}_{\text{Elemental}} \quad (3.4)$$

El campo total del array quedaría:

$$\bar{E} = (\bar{E}_{A+} * AF1 + \bar{E}_{A-} * AF2) \quad (3.5)$$

$$\text{Donde } AF1 = e^{j(Kx+Ky)d/2} + e^{j(-Kx-Ky)d/2} \quad (3.6)$$

$$AF2 = e^{j(-Kx+Ky)d/2} + e^{j(Kx-Ky)d/2} \quad (3.7)$$

Para $A_+=1$ y $A_-=-1$ con $d=\lambda_0$, haciendo un corte en el plano YZ o XZ, la radiación a la frecuencia de trabajo es la siguiente:

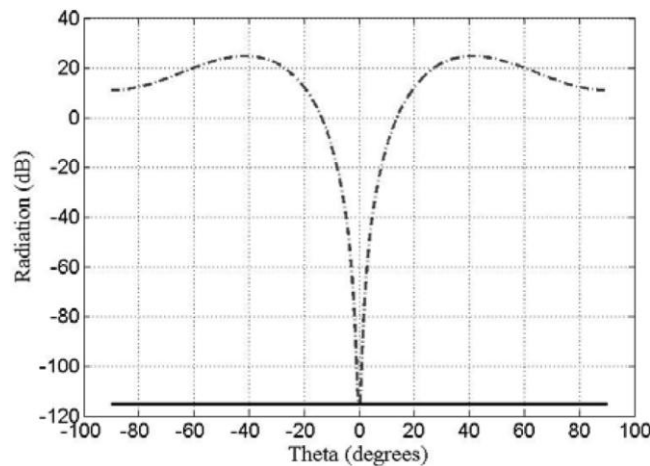


Figura 3.3. Gráfica de radiación de un array 2x2 en el plano de 45°

Se evidencia, a través de estos resultados (Figura 3.3) cómo la onda es reflejada en su mayoría en la dirección del plano de 45°.

Este diseño PEC-AMC tendría la ventaja de ser bastante plano (grosor 10 veces más pequeño que la longitud de onda de trabajo) respecto a configuraciones como las de Salisbury, pero presenta un banda de funcionamiento bastante reducida.

Una forma de mejorar la configuración mencionada, sería simplemente la de sustituir el PEC por otro AMC, generando de este modo una segunda zona de funcionamiento para lograr así un comportamiento "Broadband".

AMC#1	AMC#2
AMC#2	AMC#1

Figura 3.4. Ejemplo de configuración AMC#1-AMC#2 tipo “Chessboard”

En ambos casos, mientras una de las estructuras se comporta como metal la otra lo hará como PMC (Perfect Magnetic Conductor) y viceversa. Así, cuando la subcelda AMC1 presente una fase de 0° , AMC2 lo hará con fase 180° y viceversa.

El ejemplo de las cruces de Jerusalem, diseñado en la Universidad Pública de Navarra, muestra este efecto:

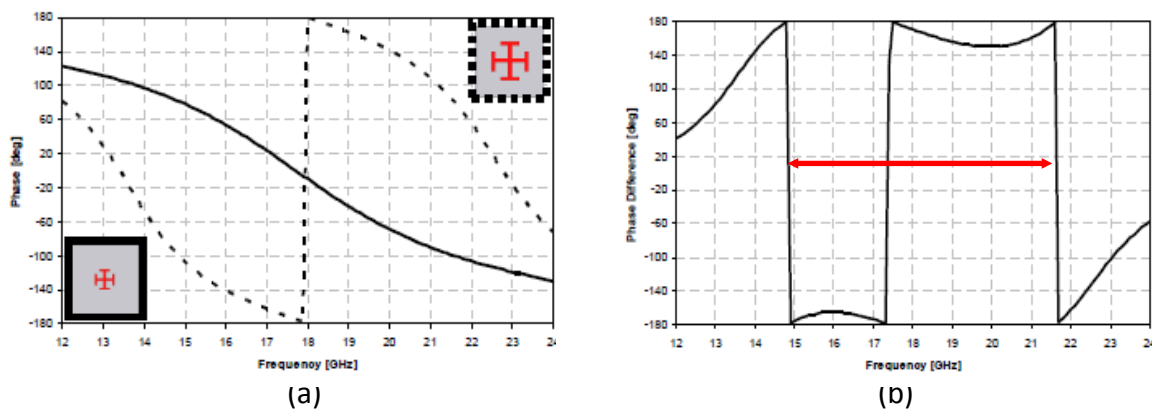


Figura 3.5. (a) Fase de 2 celdas AMC tipo cruz de Jerusalem, (b) Diferencia de fase de 2 celdas AMC tipo cruz de Jerusalem

Donde las celdas con cruces pequeñas dan 0° de fase a 18GHz y las de mayor tamaño trabajan a 13.5 y 22.5GHz (Figura 3.5.(a)), dando lugar a un ancho de banda de desfase de $180^\circ \pm 20^\circ$ en el intervalo de 14.4 a 21.8GHz (Figura 3.5.(b)).

En este caso no solo será necesario que las celdas de “tablero de ajedrez” introduzcan un desfase de 180° entre ellas sino que además lo hagan con la misma amplitud de coeficiente de reflexión. Dichas condiciones deberán ser respetadas a la hora de implementar la configuración, de forma más estricta en el caso de la amplitud, pudiendo relajarse la condición de desfase.

A continuación, se ilustra con una gráfica comparativa (Figura 3.7) el comportamiento de un diseño PEC-AMC y AMC-AMC (Figura 3.6) simulado con el software Ansoft-HFSS (Anexoll):

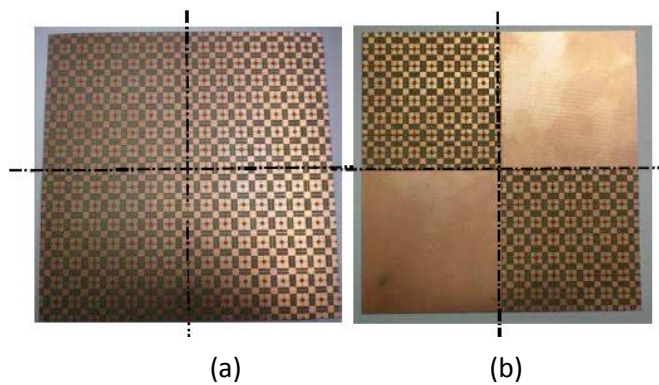


Figura 3.6. (a)Prototipo AMC-AMC, (b) Prototipo AMC-PEC

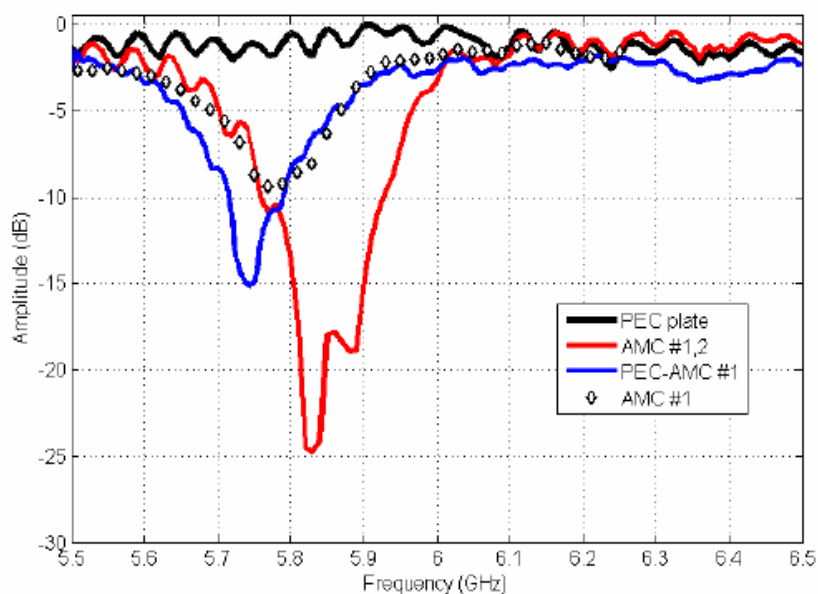


Figura 3.7. Gráfica de reflexión para PEC, AMC#1,2, PEC-AMC#1 y AMC#1

Se aprecia claramente q los resultados mejoran para el caso de 2 materiales magnéticos hasta en 10 dB en torno a la frecuencia de trabajo, además de proporcionar un mayor ancho de banda útil.

Una vez marcados los objetivos, se tratará de implementar el diseño más óptimo para trabajar en un rango de frecuencias lo mayor posible. Para ello, se estudiará en primer lugar el comportamiento de diferentes diseños de celda unidad, para poder obtener posteriormente una estructura completa que combine diferentes celdas para lograr la reducción de RCS buscada.

Además, será de interés estudiar cómo conseguir que nuestra estructura sea capaz de dar una respuesta aceptable al cambiar el ángulo de incidencia. Así, se deberá encontrar un modelo a lo largo de este proyecto que permita trabajar con ondas incidiendo desde diferentes puntos aunque la reducción de la onda no sea tan óptima como en el caso de incidencia normal.

3.2. Estudio de diferentes estructuras de celda unidad

Para el propósito de este proyecto, se ha realizado en primer lugar la búsqueda de una celda unidad cuyo coeficiente de reflexión sea mínimo para el mayor ancho de banda posible. Así pues, una vez seleccionada la celda unidad se podrá dar el siguiente paso. Será entonces cuando se estudie cómo varía su comportamiento al variar diferentes parámetros para dar de este modo con la celda unidad más óptima.

Una vez hecho esto, se tendrá bien definido el punto de partida desde el que empezar a desarrollar la estructura de reducción RCS.

En el AnexoI se presentan una serie de diseños junto con una gráfica que muestra la amplitud y fase del coeficiente “S” correspondiente [20] [21] [22] [23] [24] [25] [26] [27] [28] [29] [30] [31] [32] [33] [34] [35] [36] [37] [38] [39].

De la tabla se tiene, que la celda con mejor comportamiento en términos de ancho de banda (Figura 3.8), con un BWrelativo del 30% presenta las siguientes características:

- Celda 4x4mm
- Radio de circunferencia metálica $r=0.5\text{mm}$.
- Sustrato FR4 de grosor 1.6mm con $\epsilon_r=4.4$.

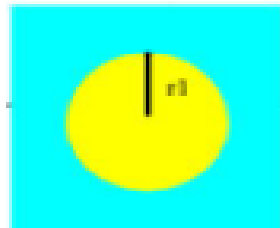


Figura 3.8. Celda AMC

La simulación de la celda en el programa HFSS muestra un comportamiento del coeficiente de reflexión (S_{11}) donde la fase varía desde -180° para una frecuencia de 10GHz hasta 180° en los 40GHz aproximadamente. La fase toma valor 0° alrededor de 22GHz, por lo que será esa su frecuencia de trabajo.

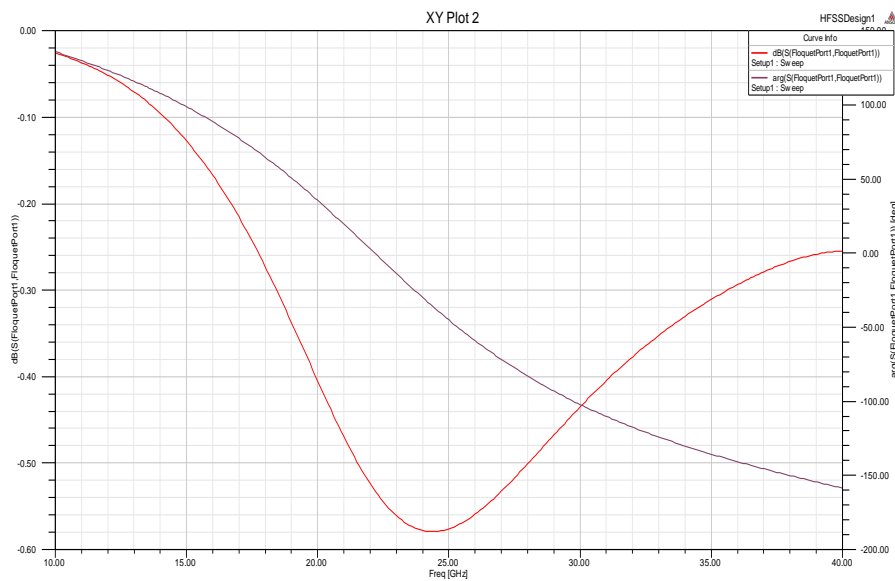


Figura 3.9. Gráfica S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

3.3. Celda unidad constituyente de la estructura tipo “Chessboard”

Tras estudiar el comportamiento en fase de múltiples celdas unidad y calcular su BW relativo de interés, el estudio se centrará en la siguiente celda unidad:

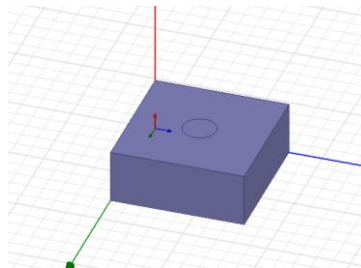


Figura 3.10. Modelo de celda unidad en HFSS

Donde las medidas de la celda son de 4x4mm con un grosor de sustrato de 1.6mm y $\epsilon_r=4.4$, colocado sobre una base metálica definida como PEC.

La circunferencia situada sobre el sustrato (también definida como conductor perfecto) tiene un radio de valor $r=0.5\text{mm}$.

El comportamiento en simulación de la celda para una onda incidiendo normalmente viene dado por el coeficiente S11:

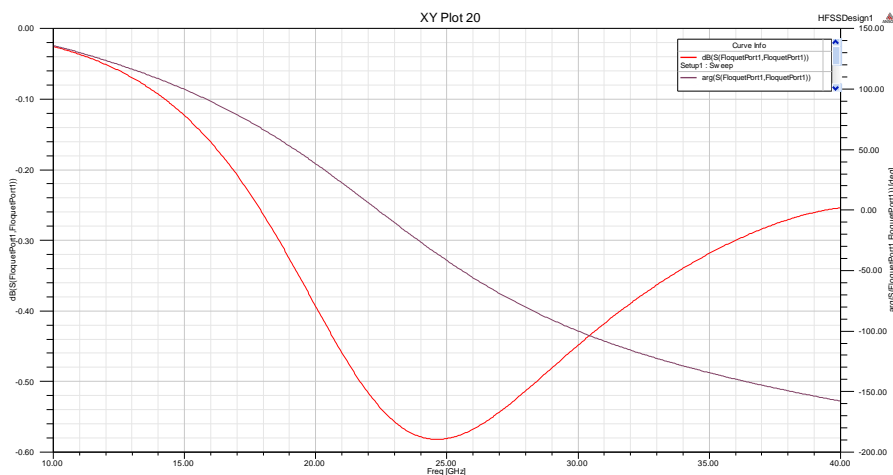


Figura 3.11. Gráfica de S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Donde el BWrelativo es del 30% aproximadamente en torno a una frecuencia de trabajo alrededor de 22GHz. Ese BWrelativo se ha calculado en torno a la frecuencia de trabajo situada a 0°, más exactamente para la variación de fase entre -50° y +50°.

A continuación se profundizará en el comportamiento de la celda de interés al variar ciertos parámetros como el grosor de sustrato o el radio de la circunferencia PEC. Ello irá orientado hacia la estructura que maximice el valor de BW.

3.4. Variación de parámetros de diseño de la celda unidad

En esta sección se estudia el comportamiento de la celda unidad (Figura 3.10) al variar alguno de sus parámetros de diseño tales como el grosor de sustrato, el radio de la circunferencia conductora o las dimensiones de largo x ancho de la misma.

3.4.1. Variación del grosor de sustrato

A continuación se presentan las gráficas del coeficiente S11 de simulación para los casos que se indican en la tabla:

Grosor de sustrato(mm)	1	1,5	2	2,5	3,1	3,5	4	4,5	1	1,5	2	2,5	3,1	3,5	4	4,5
Radio de circunferencia metálica(mm)	0,6								1,6							

Tabla 3.1. Variación de grosor de sustrato

Las gráficas van acompañadas del correspondiente BWrelativo en cada uno de los casos. El BW relativo se ha tomado para una variación de fase entre -50° y +50°.

- Para radio de circunferencia $R=0.6\text{mm}$:
 - Grosor de sustrato de 1mm:

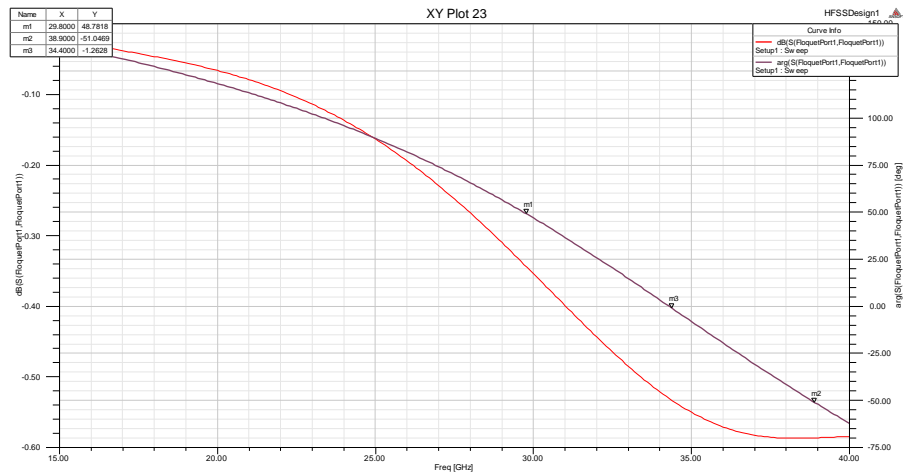


Figura 3.12. Gráfica de $S_{11}(\text{dB})$ vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BW_{relativo} del 26.5%.

- Grosor de sustrato de 1.5mm:

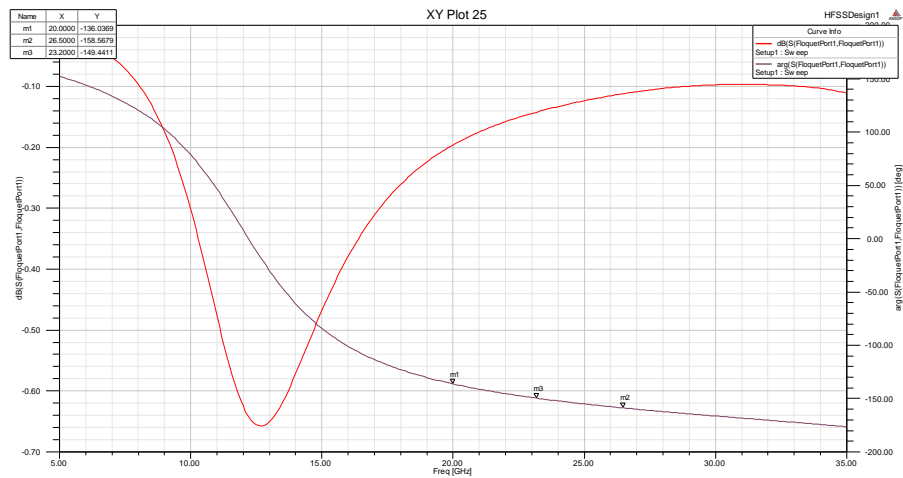


Figura 3.13. Gráfica de $S_{11}(\text{dB})$ vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BW_{relativo} del 28%

- Grosor de sustrato de 2mm:

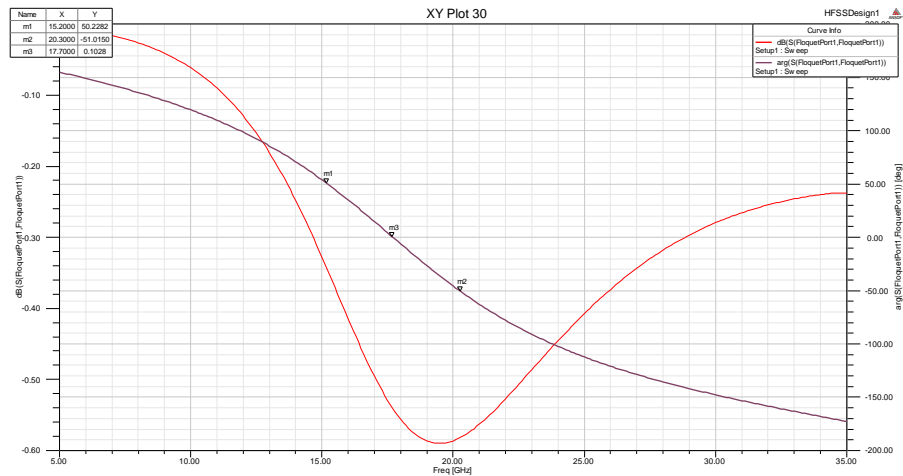


Figura 3.14. Gráfica de S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BWrelativo del 28.8%

- Grosor de sustrato de 2.5mm:

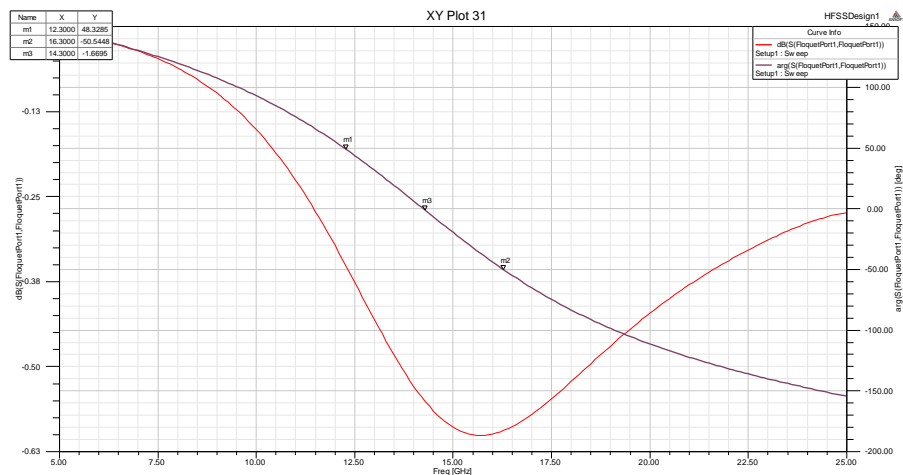


Figura 3.15. Gráfica de S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BWrelativo del 28%

- Grosor de sustrato de 3.1mm:

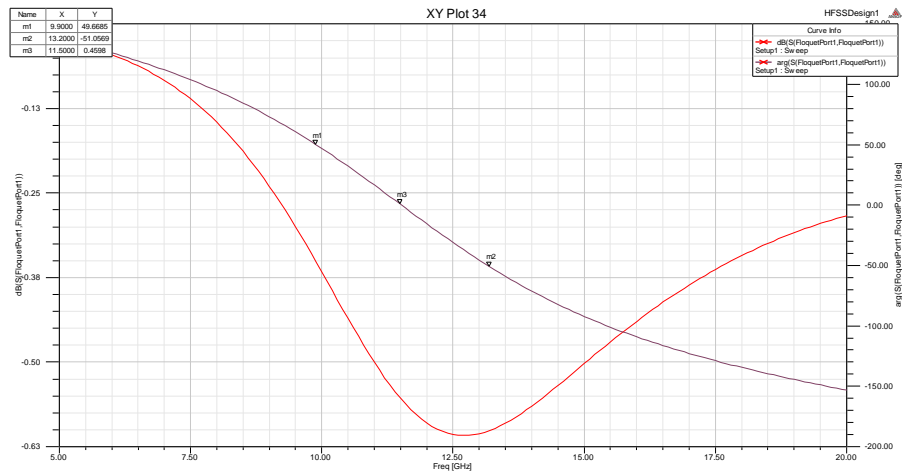


Figura 3.16. Gráfica de S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BWrelativo del 28.7%

- Grosor de sustrato de 3.5mm:

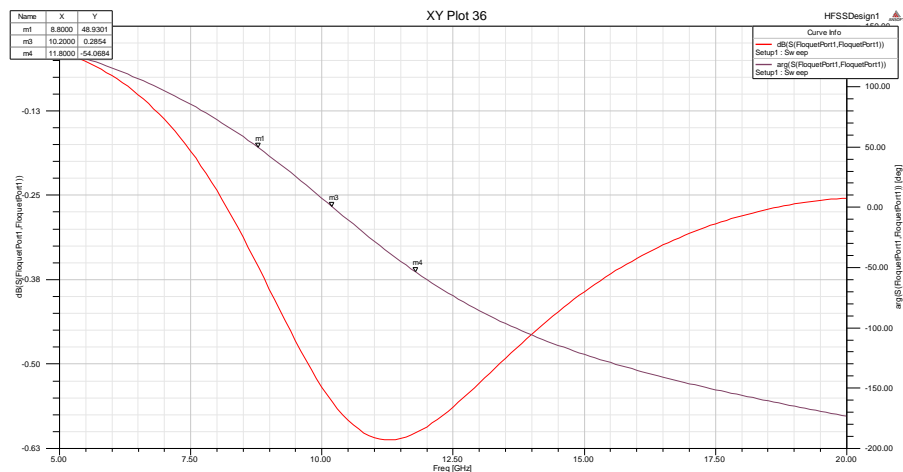


Figura 3.17. Gráfica de S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BWrelativo del 29.4%

- Grosor de sustrato de 4mm:

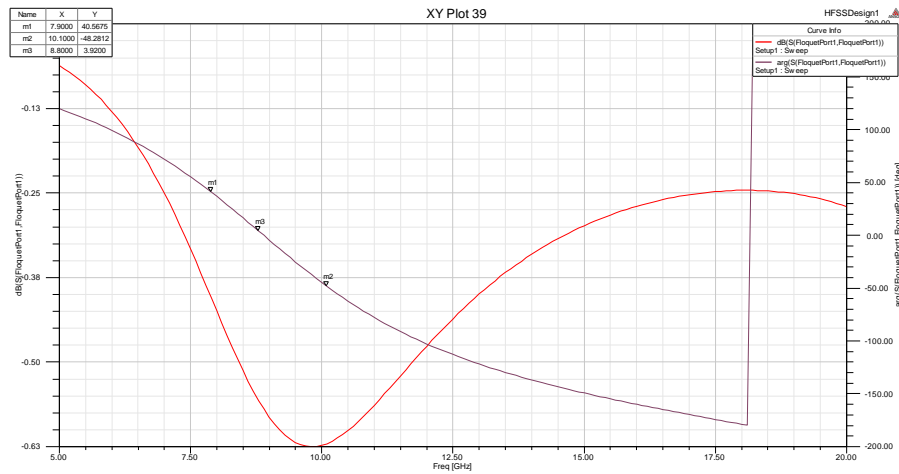


Figura 3.18. Gráfica de S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BWrelativo del 25%

- Grosor de sustrato de 4.5mm:

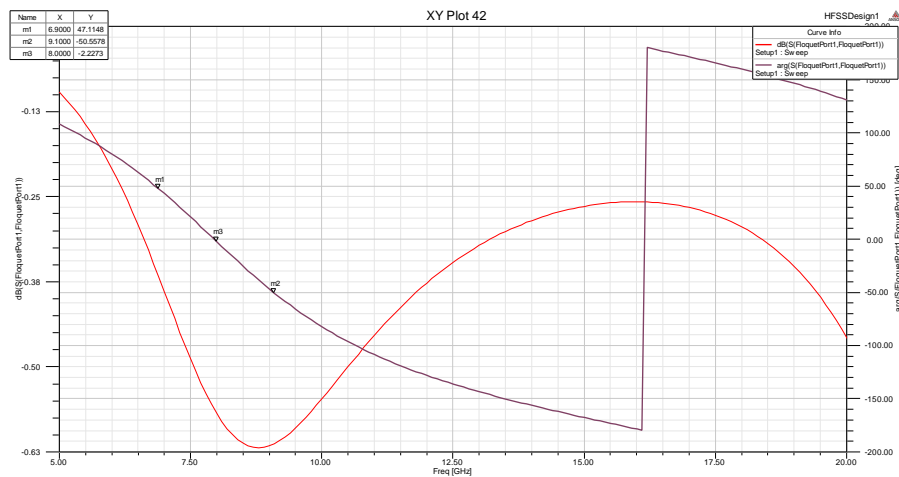


Figura 3.19. Gráfica de S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BWrelativo del 27.5%

*Para valor tan alto de grosor de sustrato, se va perdiendo la simetría en el comportamiento de la fase.

- Para radio de circunferencia $R=1.6\text{mm}$:
 - Grosor de sustrato de 1mm:

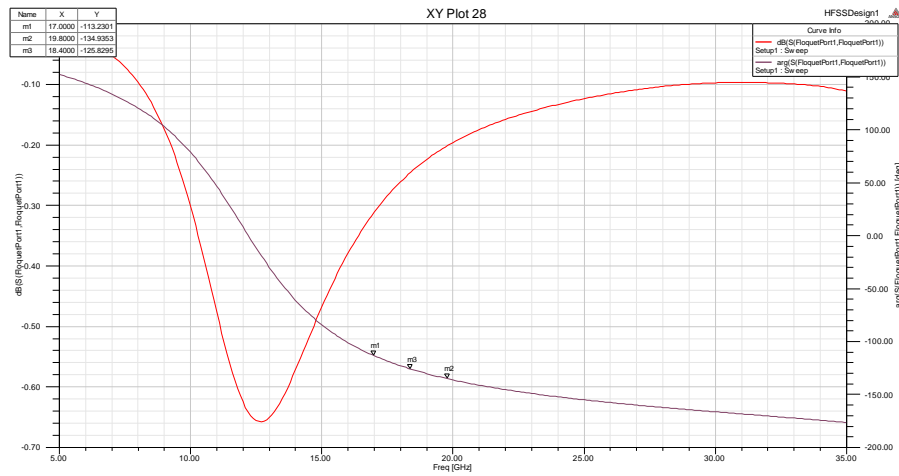


Figura 3.20. Gráfica de $S_{11}(\text{dB})$ vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BW_{relativo} del 15.2%

- Grosor de sustrato de 1.5mm:

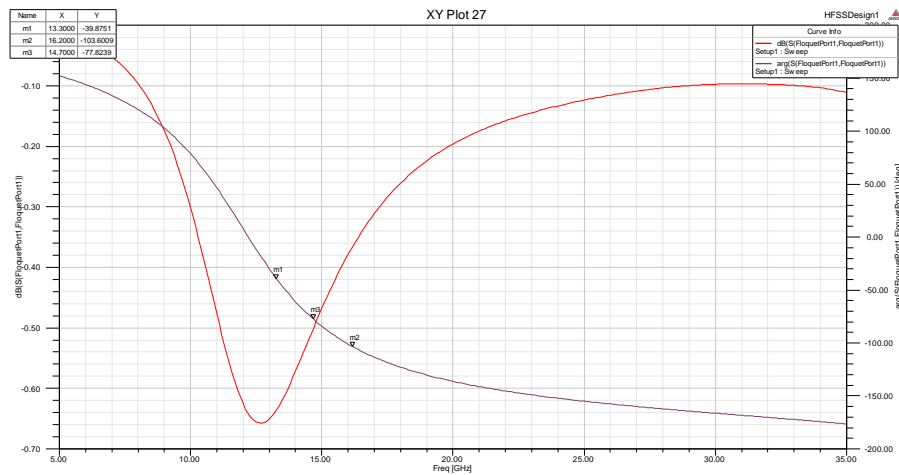


Figura 3.21. Gráfica de $S_{11}(\text{dB})$ vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BW_{relativo} del 19.7%

- Grosor de sustrato de 2mm:

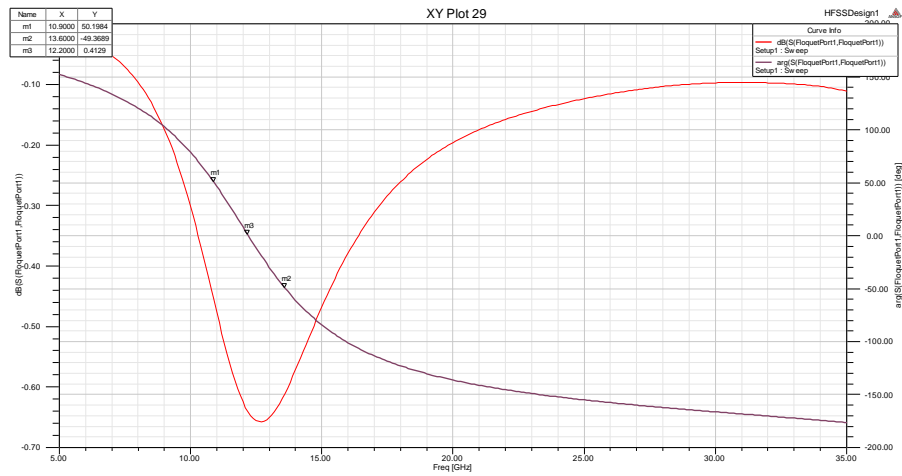


Figura 3.22. Gráfica de S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BWrelativo del 22.1%

- Grosor de sustrato de 2.5mm:

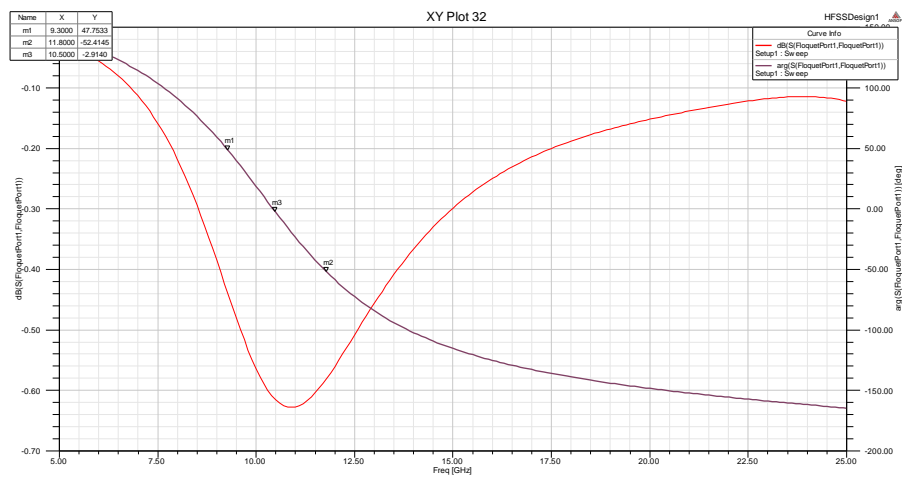


Figura 3.23. Gráfica de S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BWrelativo del 23.8%

- Grosor de sustrato de 3.1mm:

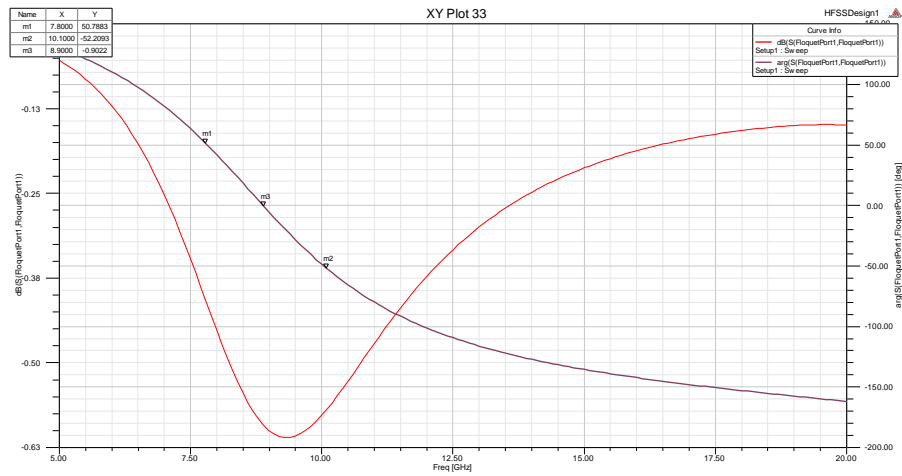


Figura 3.24. Gráfica de S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BWrelativo del 25.8%

- Grosor de sustrato de 3.5mm:

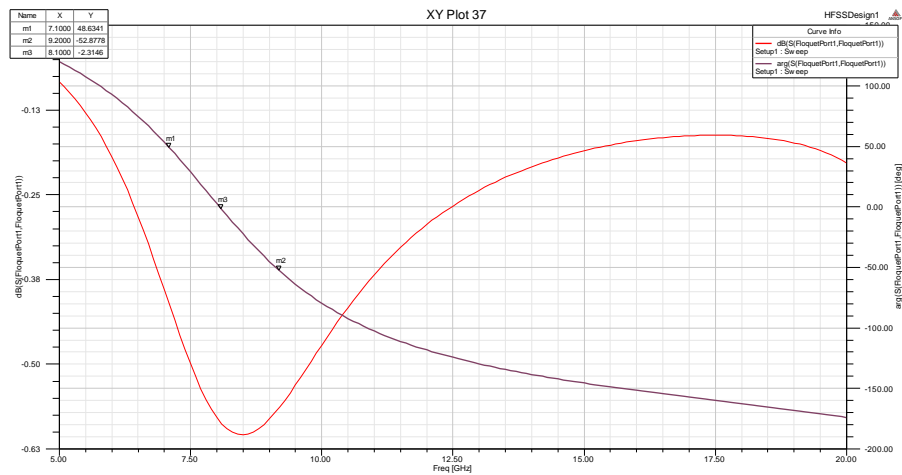


Figura 3.25. Gráfica de S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BWrelativo del 25.9%

- Grosor de sustrato de 4mm:

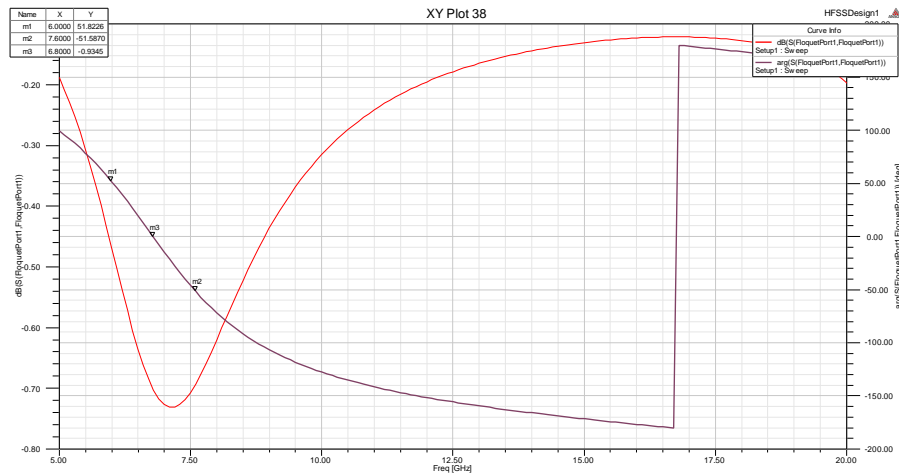


Figura 3.26. Gráfica de S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BWrelativo del 23.5%

- Grosor de sustrato de 4.5mm:

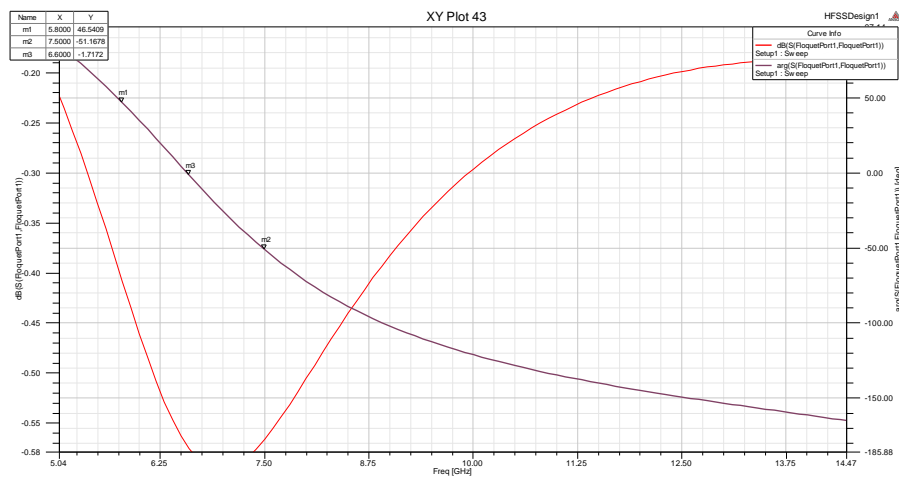


Figura 3.27. Gráfica de S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BWrelativo del 25.8%

*Para valor tan alto de grosor de sustrato, se va perdiendo la simetría en el comportamiento de la fase.

La siguiente tabla resume la variación de ancho de banda y de frecuencia de trabajo al variar el grosor de sustrato para 2 valores de radio de circunferencia metálica:

	R=0.6mm		R=1.6mm	
Grosor (mm)	Fo(GHz)	Bwrel(%)	Fo(GHz)	Bwrel(%)
1	34,4	26,5	18,4	15,2
1,5	23,2	28	14,7	19,7
2	17,7	28,8	12,2	22,1
2,5	14,3	28	10,5	23,8
3,1	11,5	28,7	8,9	25,8
3,5	10,2	29,4	8,1	25,9
4	8,8	25	7,6	23,5
4.5	8	27,5*	6,6	25,8*

(*) A partir de cierto valor de grosor de sustrato, el comportamiento de fase pierde simetría.

Tabla 3.2. BWrelativo(%) al variar el grosor de sustrato

- Conclusiones:
 - Los mejores valores de BW relativo se obtienen para grosor de sustrato en torno a 3.5mm. Aumentar más el grosor, da lugar a comportamientos asimétricos en la fase.
 - Para cierto valor de grosor de sustrato, el BW relativo es mayor para el caso de radio de circunferencia metálica de 0.6mm respecto al caso de 1.6mm.
 - Aumentar el grosor de sustrato hace que la frecuencia de trabajo se mueva a valores más bajos.

3.4.2. Variación del radio de circunferencia

En esta sección se presentan las gráficas del coeficiente S11 de simulación para los casos que se indican en la tabla:

Radio de circunferencia metálica(mm)	0,3	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8
Grosor de sustrato(mm)	3,1						

Tabla 3.3. Variación del radio de circunferencia metálica

Las gráficas van acompañadas del correspondiente BWrelativo en cada uno de los casos. El BWrelativo se ha tomado para una variación de fase entre -50° y +50°.

- Para un valor de grosor de sustrato de 3.1mm:
 - Radio R=0.3mm:

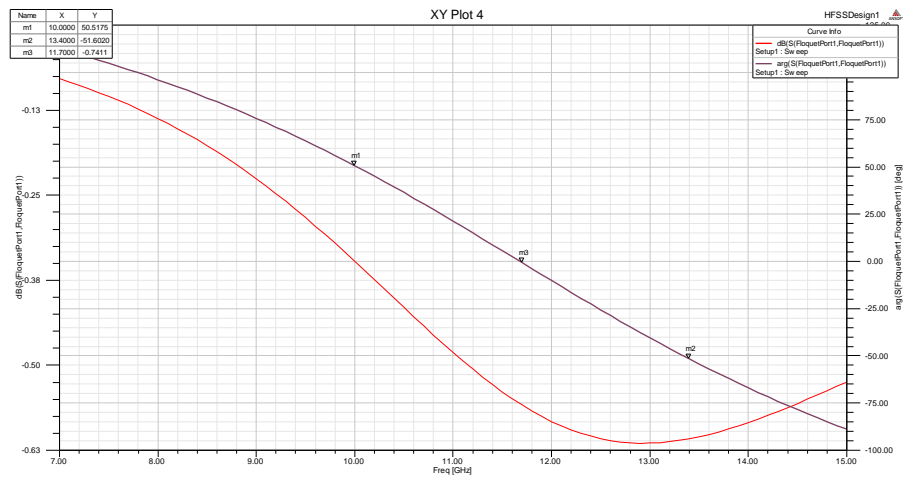


Figura 3.28. Gráfica de S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BWrelativo del 29%

- Radio R=0.8mm:
- (A partir de R=0.8mm, es cuando se tienen cambios de BW significativos)

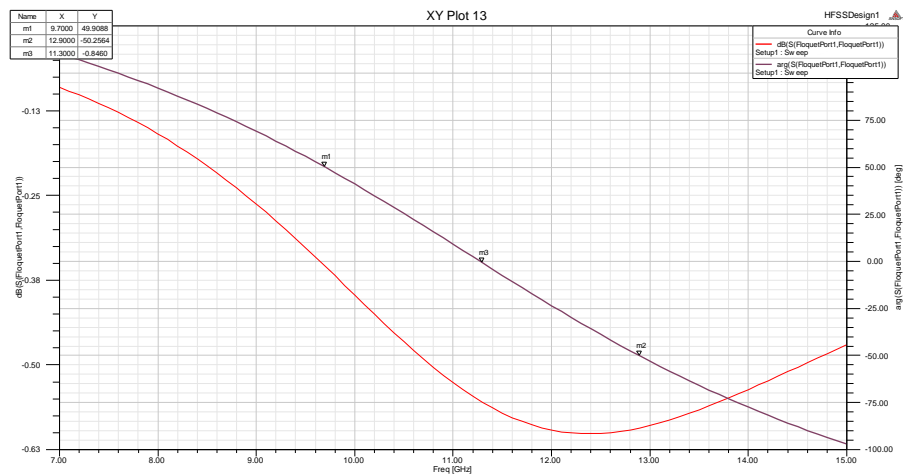


Figura 3.28. Gráfica de S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BWrelativo del 28.3%

- Radio $R=0.9\text{mm}$:

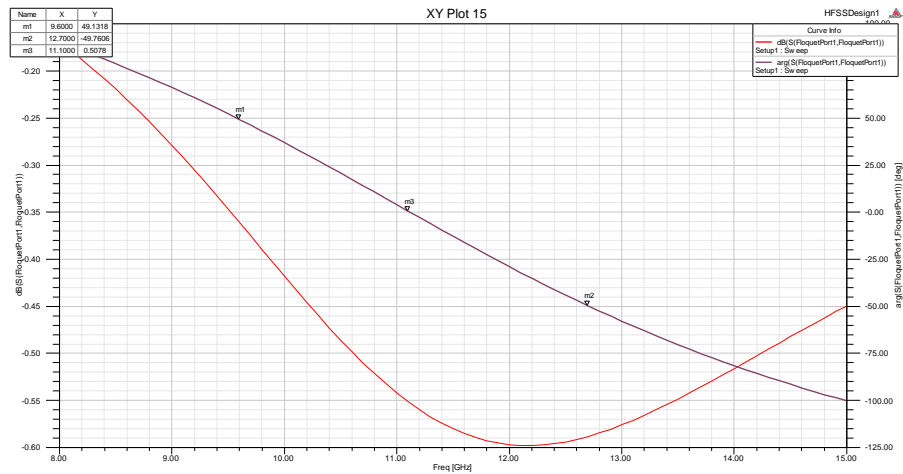


Figura 3.29. Gráfica de $S_{11}(\text{dB})$ vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un $\text{BW}_{\text{relativo}}$ del 27.9%

- Radio $R=1.2\text{mm}$:

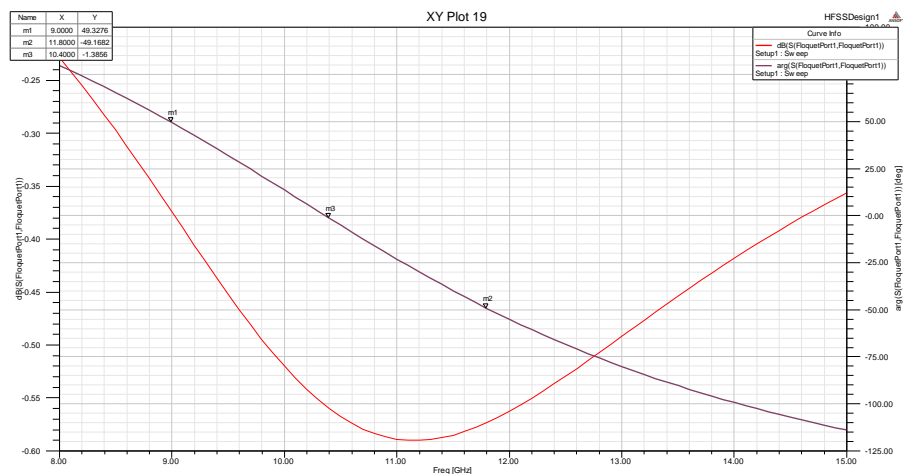


Figura 3.30. Gráfica de $S_{11}(\text{dB})$ vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un $\text{BW}_{\text{relativo}}$ del 26.9%

- Radio $R=1.4\text{mm}$:

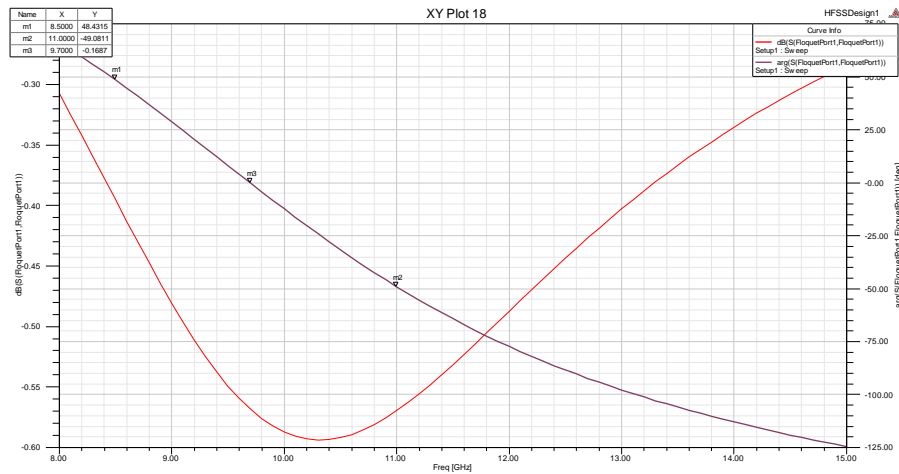


Figura 3.31. Gráfica de $S_{11}(\text{dB})$ vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BW_{relativo} del 25.8%

- Radio $R=1.6\text{mm}$:

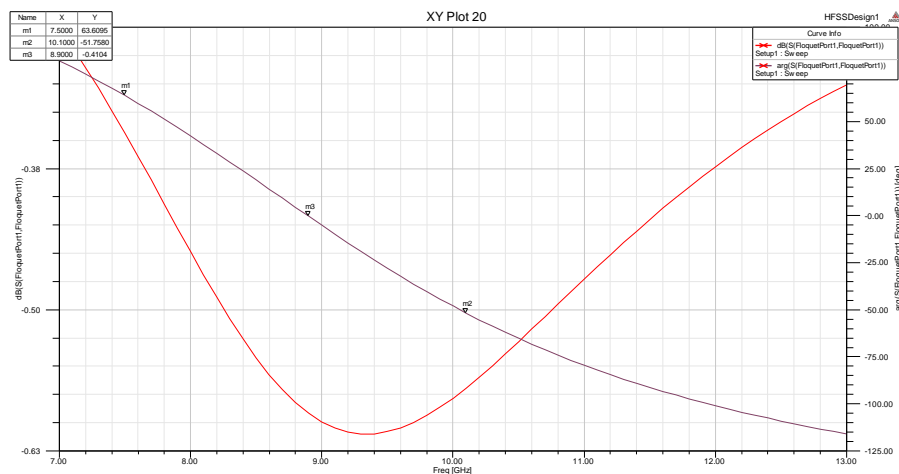


Figura 3.32. Gráfica de $S_{11}(\text{dB})$ vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BW_{relativo} del 25.7%

- Radio $R=1.8\text{mm}$:

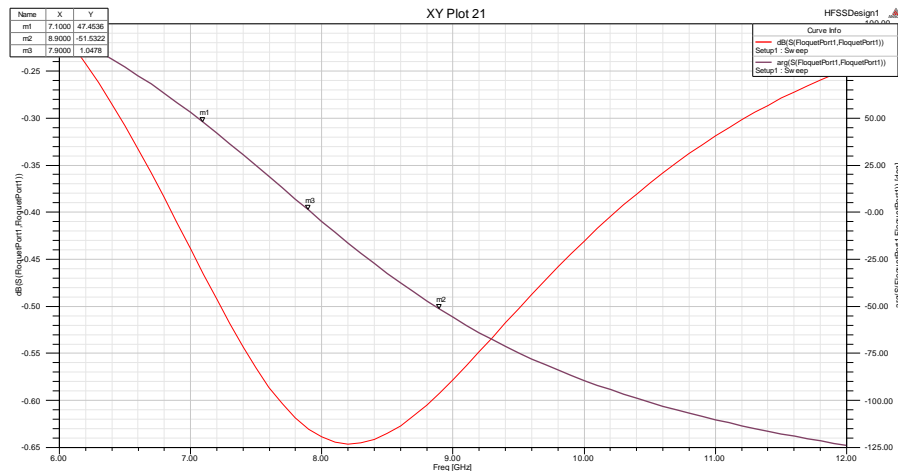


Figura 3.33. Gráfica de $S_{11}(\text{dB})$ vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se obtiene como resultado un BW_{relativo} del 22.8%

En la siguiente tabla se recogen de los valores de BW en función del radio de circunferencia:

Radio(mm)	0,3	0,8	0,9	1,2	1,4	1,6	1,8
Bwrelativo(%)	29	28,3	27,9	26,9	25,8	25,7	22,8
fo(GHz)	11,7	11,3	11,1	10,4	9,7	8,9	7,9

Tabla 3.4. BW_{relativo} para variación de radio de circunferencia

- Conclusiones
 - Al ir aumentando progresivamente el valor del radio de circunferencia conductora, el ancho de banda relativo de la celda disminuye.
 - Al aumentar el radio de circunferencia conductora, la frecuencia disminuye.

3.4.3. Variación de las dimensiones largo x ancho de la celda

Otro de los parámetros que se pueden variar para influir en el comportamiento de la celda son sus dimensiones: largo x ancho.

Se va a estudiar concretamente, qué ocurre al doblar las medidas del caso de $4 \times 4 \text{ mm}$ a $8 \times 8 \text{ mm}$ para un grosor de sustrato de $1,6 \text{ mm}$.

Dada una celda original de dimensiones $4 \times 4 \times 1,6 \text{ mm}$ de radio de circunferencia $r=0,5 \text{ mm}$ (Figura 3.34) que trabaja a una frecuencia de 22 GHz con un BW_{relativo} del 30%(Figura 3.35):

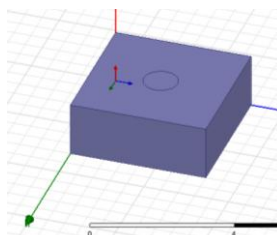


Figura 3.34. Celda unidad

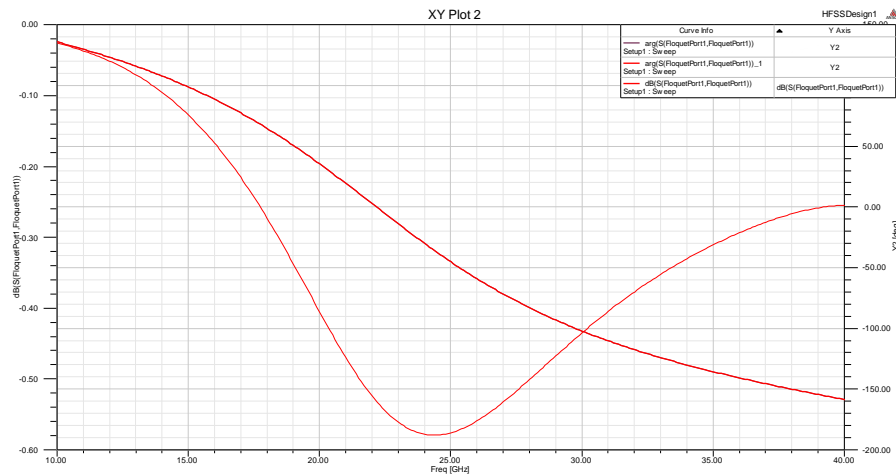


Figura 3.35. Gráfica de S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Al escalar dicha estructura para conseguir una celda 8x8x1.6mm (Figura3.36) y radio 3.25mm, el comportamiento de la celda cambia (Figura 3.37).

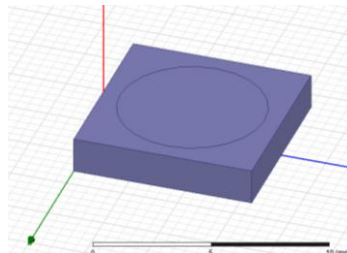


Figura 3.36. Celda unidad

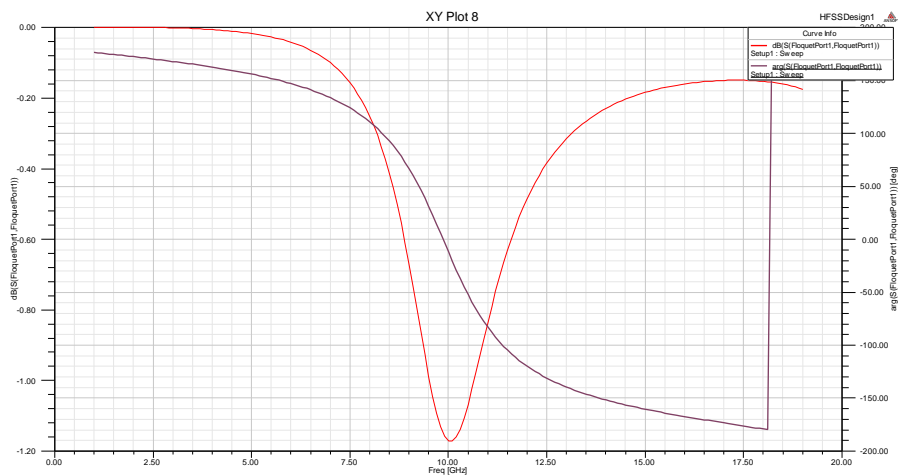


Figura 3.37. Gráfica de S11(dB) vs. Frecuencia(GHz) para celda AMC

Se evidencia de los resultados de simulación (Figuras 3.35 y 3.37) un desplazamiento en frecuencia desde 22GHz para la celda 4x4x1.6mm hasta 10GHz para la de 8x8x1.6mm pero con la consecuente reducción de BWrelativo desde un 30% hasta un 15%.

Conclusiones

- Al aumentar al doble las dimensiones largo x ancho de la celda unidad, la frecuencia de resonancia se mueve prácticamente a la mitad.
- Al aumentar al doble las dimensiones largo x ancho de la celda unidad, el BW relativo se ve reducido aproximadamente a la mitad.

3.5. Variación del ángulo de incidencia

Otro de los aspectos a tener en cuenta en este proyecto es la variación en el comportamiento de la estructura al variar el ángulo de incidencia.

La evolución de la fase con respecto al ángulo incidente, determinará que grosor de sustrato es el más adecuado para que la estructura funcione en el mayor ancho de banda ante ondas incidiendo con cierto ángulo.

Celdas cuyas fases apenas varíen con el ángulo y que tengan una evolución suave, permitirán controlar mejor el desfase de 180° con respecto a otras celdas de la estructura.

Los casos de estudio son los siguientes:

Grosor de sustrato(mm)	3,5				1,27		1,905		
largo x ancho(mm)	4x4	8x8	12x12	16x16	4x4	8x8	4x4	8x8	8x8
Radio circunferencia(mm)	0,6	1,2	1,8	2,4	0,6	1,2	0,6	1,2	2

Tabla 3.5. Casos de estudio para variación de ángulo de incidencia

Para cada uno de los modelos, se simulará el comportamiento para incidencias con θ en el intervalo $[0^\circ, 80^\circ]$ cada 10° .

Para un grosor de sustrato de 3.5mm:

- Celda 4x4x3.5mm y radio R=0.6mm:

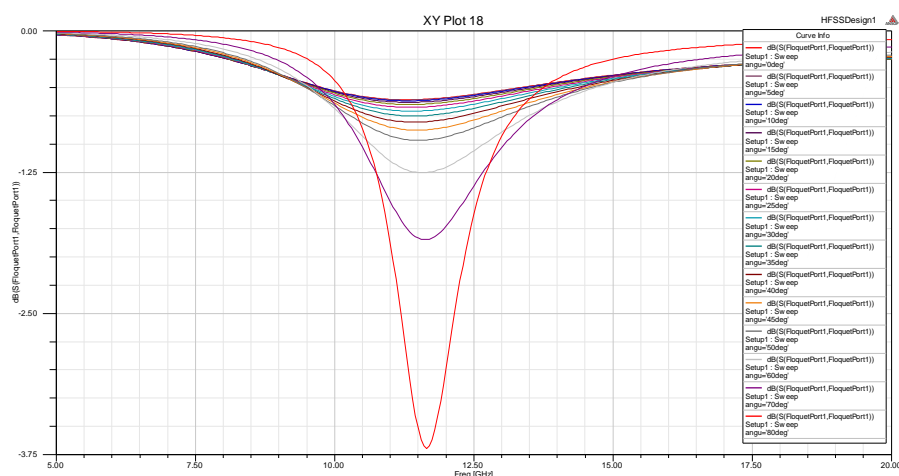


Figura 3.38. Módulo del coeficiente S11(dB)vs. Frecuencia (GHz)

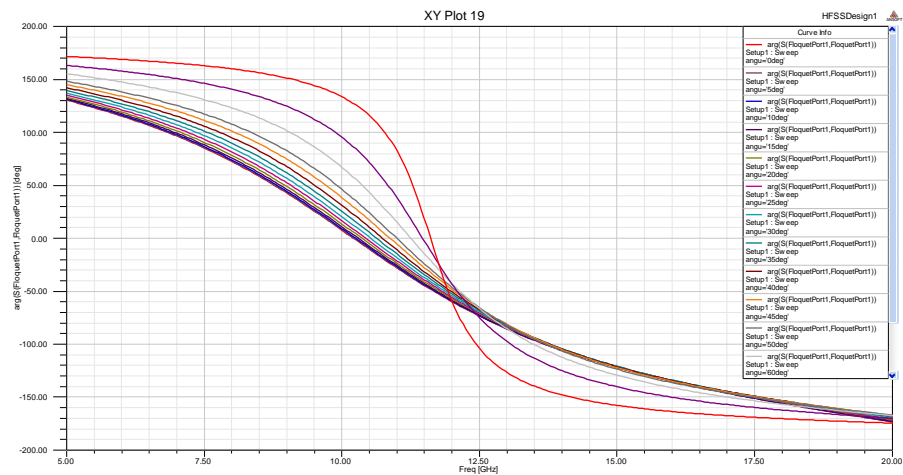


Figura 3.39. Fase del coeficiente S11(dB)vs. Frecuencia (GHz)

- Celda 8x8x3.5mm con radio R=1.2mm:

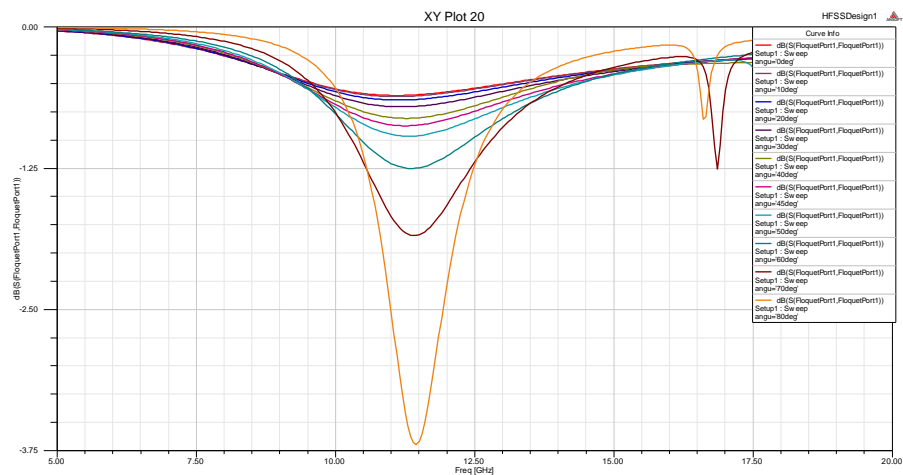


Figura 3.40. Módulo del coeficiente S11(dB)vs. Frecuencia (GHz)

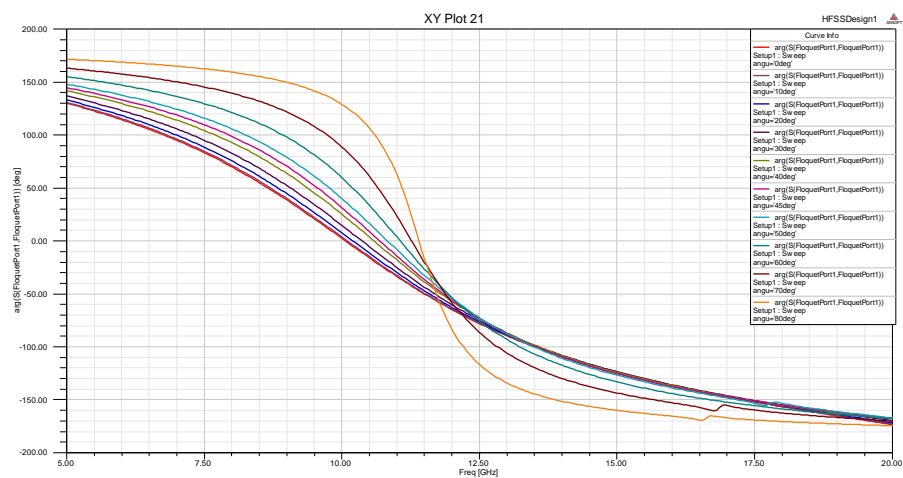


Figura 3.41. Fase del coeficiente S11(dB)vs. Frecuencia (GHz)

La fase se mantiene más constante al variar el ángulo para frecuencias mayores de 12.5GHz y ángulos no superiores a 70°.

- Celda 12x12x3.5mm con radio R= 1.8mm:

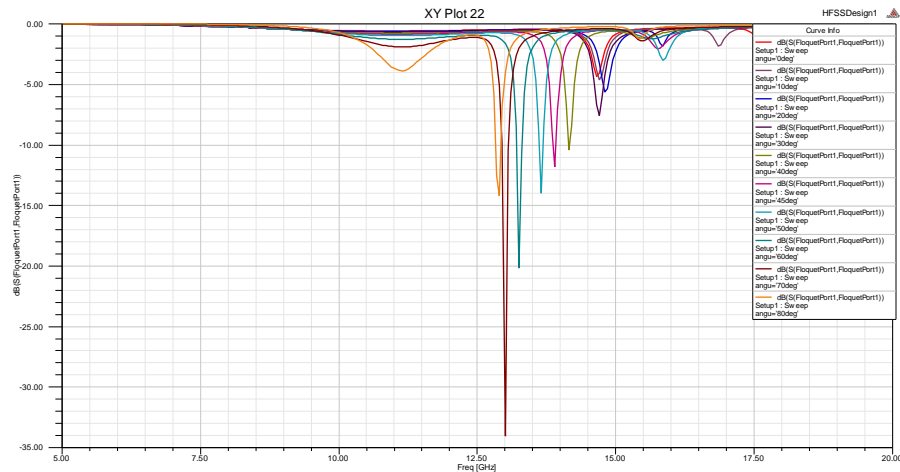


Figura 3.42. Módulo del coeficiente S_{11} (dB)vs. Frecuencia (GHz)

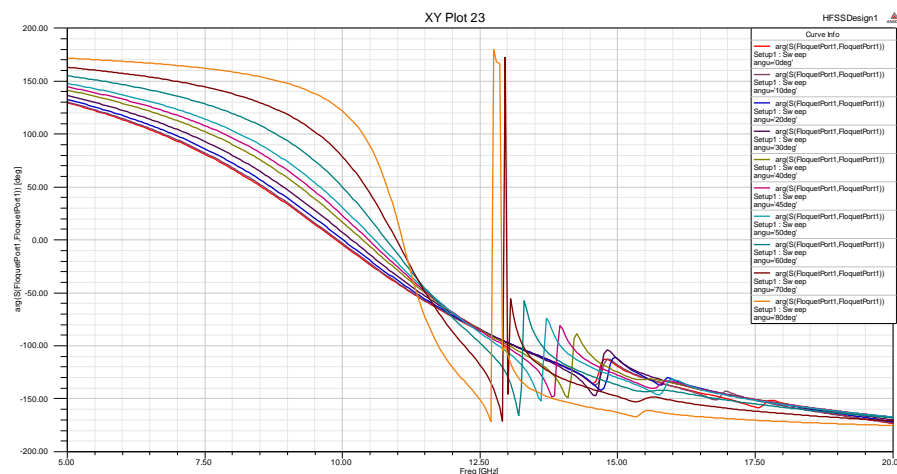


Figura 3.43. Fase del coeficiente S_{11} (dB)vs. Frecuencia (GHz)

Al aumentar el tamaño de la celda al triple de nuestro valor inicial, se produce un comportamiento extraño en la fase a partir de los 12.5GHz

- Celda 16x16x3.5mm y radio R=2.4mm:

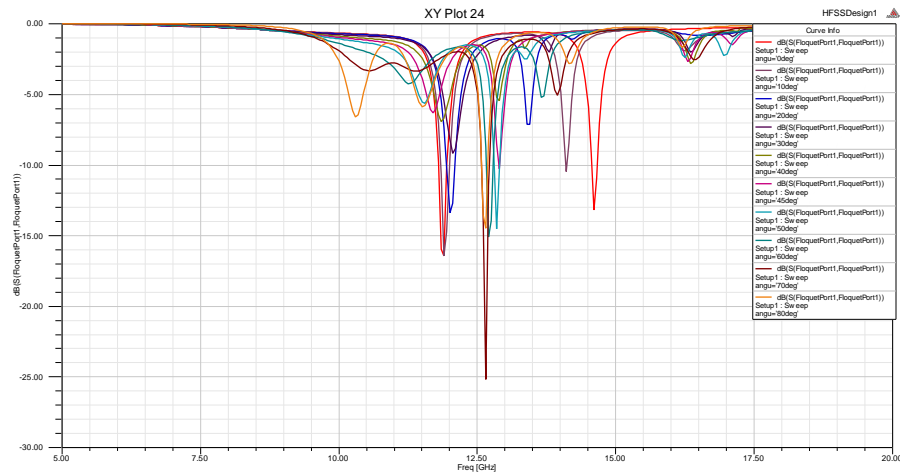


Figura 3.44. Módulo del coeficiente S11(dB)vs. Frecuencia (GHz)

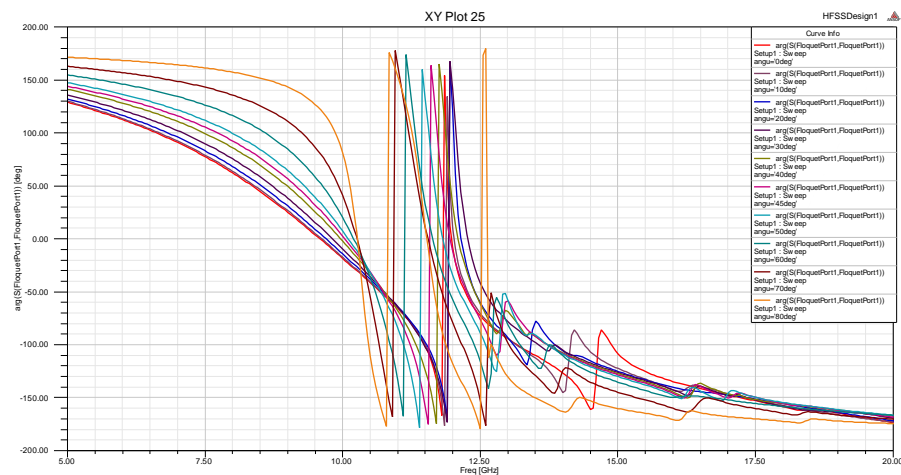


Figura 3.45. Fase del coeficiente S11(dB)vs. Frecuencia (GHz)

Ocurre lo mismo que en el caso anterior pero incluso para frecuencias más bajas.

Visto cómo al ir aumentando las dimensiones de la celda el comportamiento se vuelve inestable, el estudio se centrará en celdas 4x4mm y 8x8mm.

- Para un grosor de sustrato de 1.27mm:
 - Celda 4x4x1.27mm con radio R=0.6mm

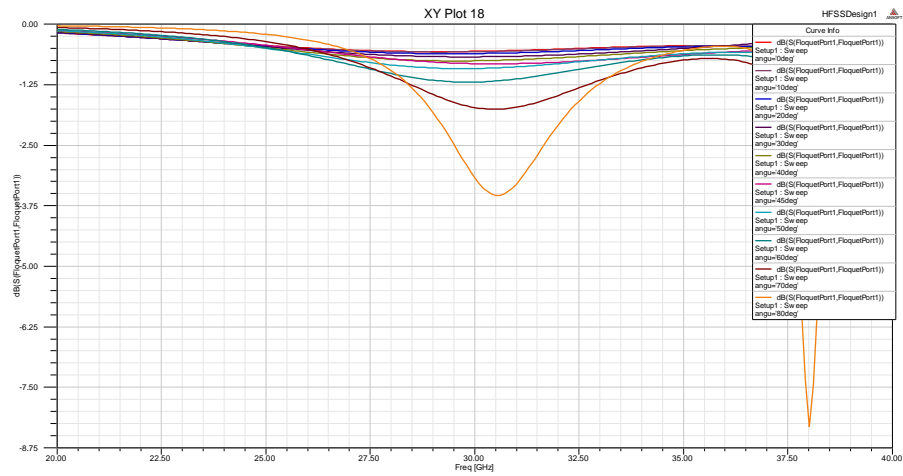


Figura 3.46. Módulo del coeficiente S11(dB)vs. Frecuencia (GHz)

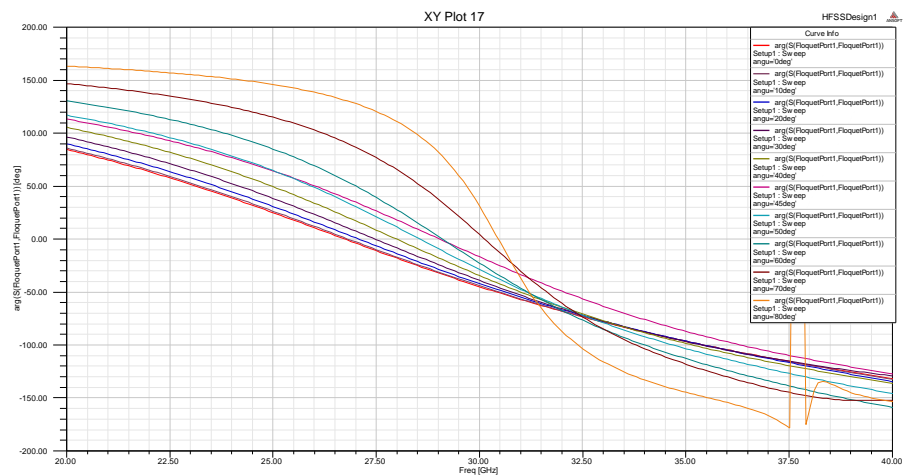


Figura 3.47. Fase del coeficiente S11(dB)vs. Frecuencia (GHz)

- Celda 8x8x1.27mm y radio R=1.2mm

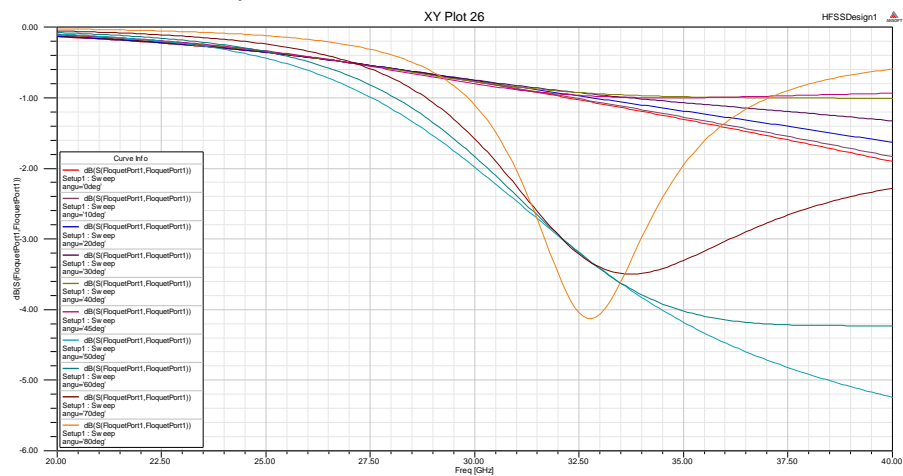


Figura 3.48. Módulo del coeficiente S11(dB)vs. Frecuencia (GHz)

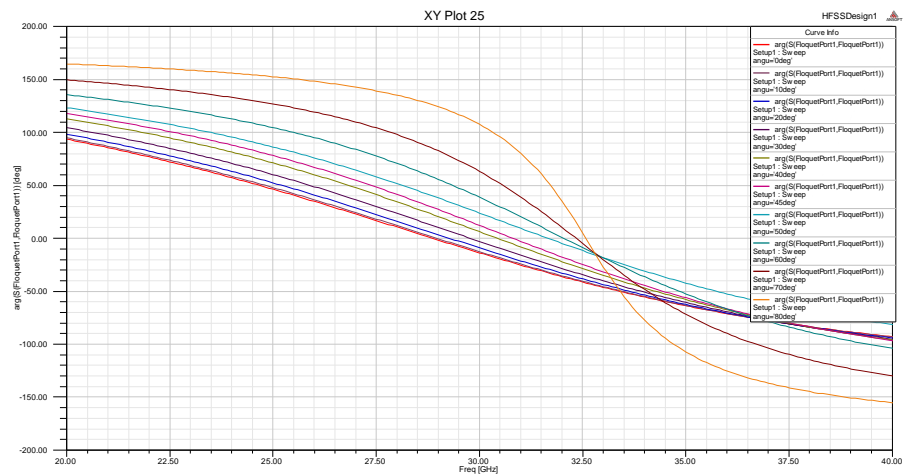


Figura 3.49. Fase del coeficiente S_{11} (dB)vs. Frecuencia (GHz)

- Para un grosor de sustrato de 1.905mm:
 - Celda 4x4 con radio $R=0.6$ mm

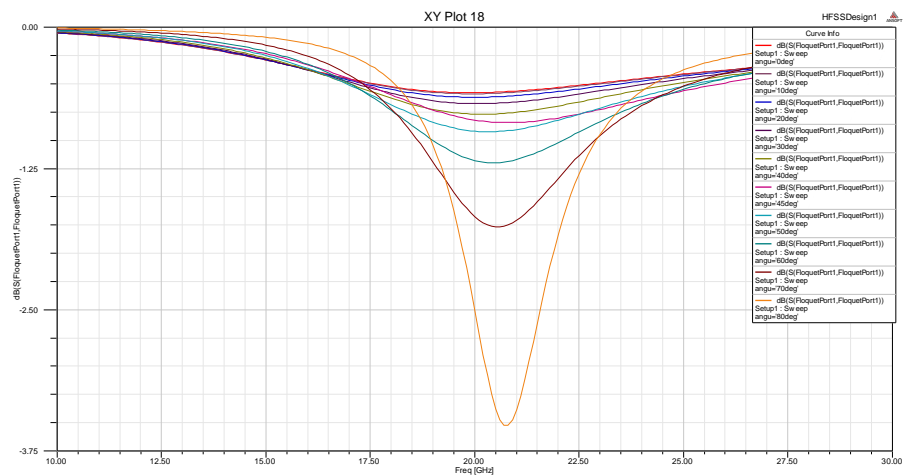


Figura 3.50. Módulo del coeficiente S_{11} (dB)vs. Frecuencia (GHz)

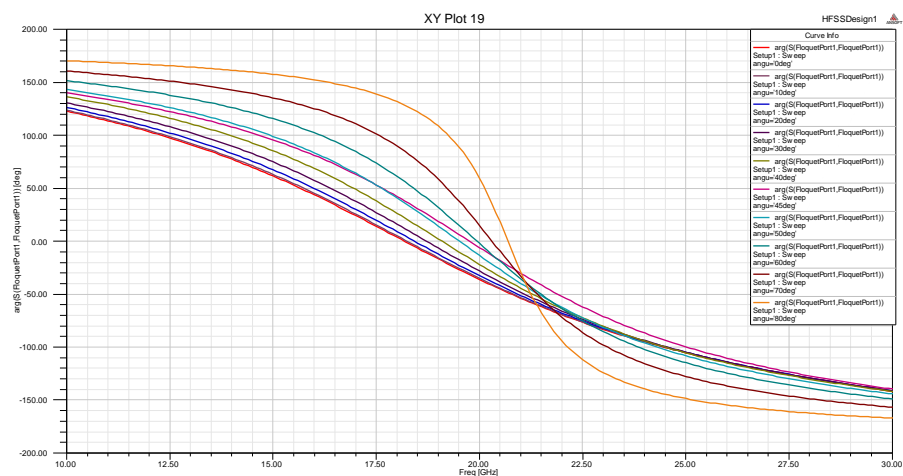


Figura 3.51. Fase del coeficiente S_{11} (dB)vs. Frecuencia (GHz)

- Celda 8x8x1.27mm y radio R=1.2mm

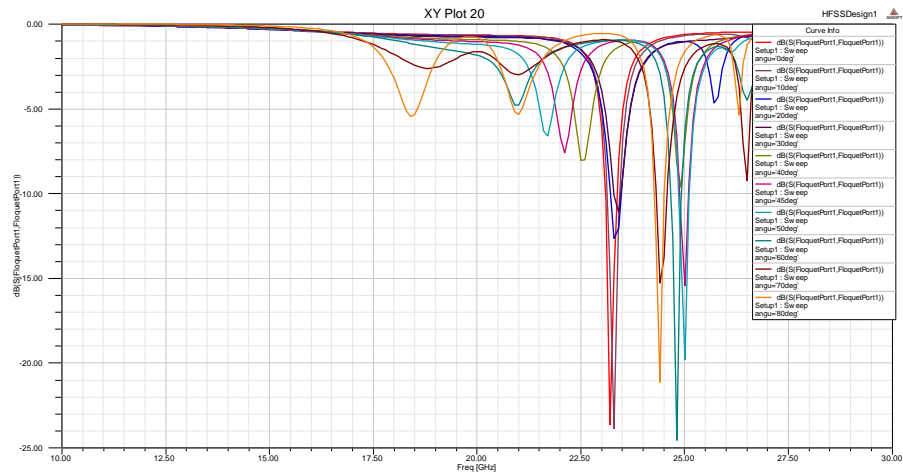


Figura 3.52. Módulo del coeficiente S11(dB)vs. Frecuencia (GHz)

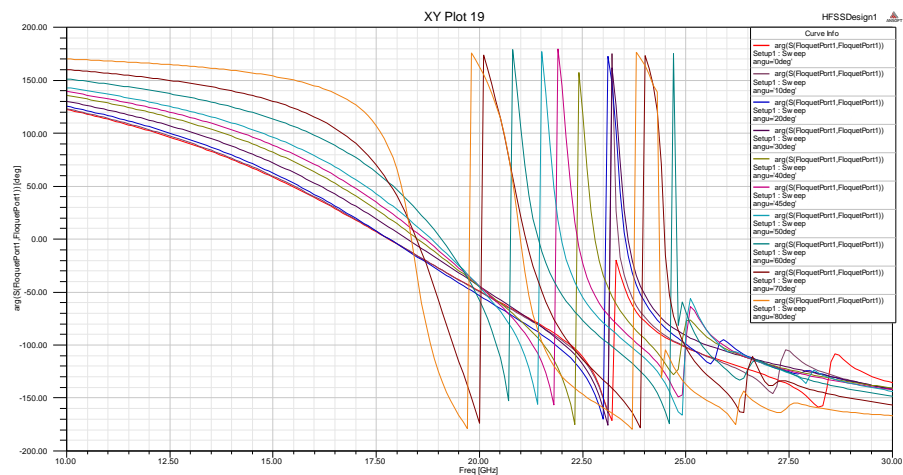


Figura 3.53. Fase del coeficiente S11(dB)vs. Frecuencia (GHz)

Para este valor de radio de 1.2mm, la estructura presenta una gran inestabilidad, con múltiples frecuencias resonantes y fuertes variaciones de fase. Aumentando el valor de dicho radio hasta 2mm, se consigue un comportamiento más adecuado.

- Celda 8x8x1.27mm y radio R=2mm:

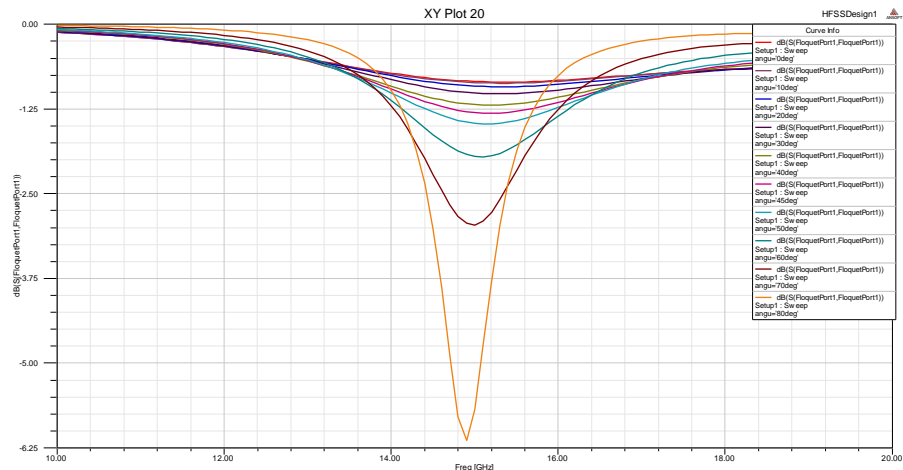


Figura 3.54. Módulo del coeficiente S11(dB)vs. Frecuencia (GHz)

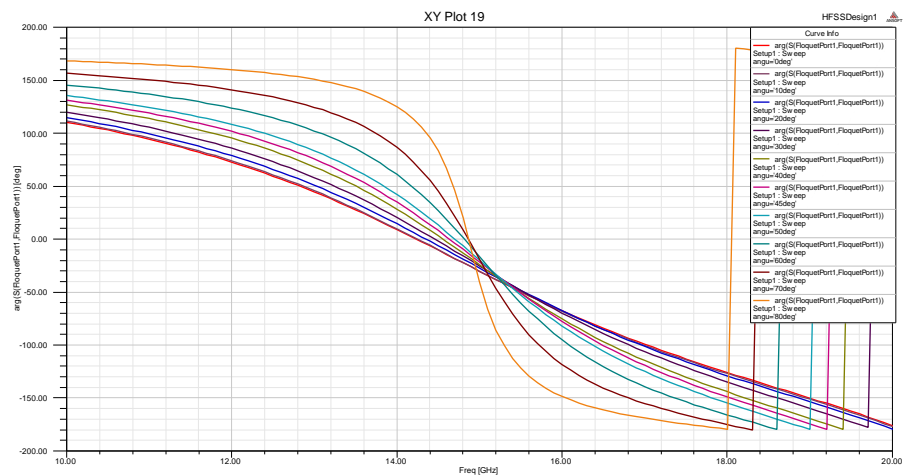


Figura 3.55. Fase del coeficiente S11(dB)vs. Frecuencia (GHz)

■ Conclusiones

- Una vez vistos los diferentes casos, se hace evidente que la fase se mantiene prácticamente constante con el aumento del ángulo de incidencia hasta llegar a los 50° y para cierto rango de frecuencias.
- Parece que la variación de fase del coeficiente de reflexión con el ángulo incidente no se ve afectada por el grosor de sustrato. Éste por el contrario parece determinar la frecuencia de trabajo, que cambia en los diferentes casos mostrados.
- Por otro lado, el valor del radio de circunferencia metálica influye en el comportamiento del coeficiente de reflexión, ya que un radio demasiado pequeño produce una gran inestabilidad al no comportarse la celda como AMC

Parece que la respuesta de fase más plana es la de 1.27mm pero habrá que ver el comportamiento conjunto de las 2 celdas.

Una vez analizado el comportamiento individual de cada celda, para dar con el grosor de sustrato, dimensión de las celdas y radio de circunferencia metálica más adecuados, se medirá el desfase entre diferentes combinaciones de celdas, para seleccionar aquellas que presenten un mayor ancho de banda de operación.

3.6. Estudio del desfase entre celdas

Una vez vistos los cambios que se producen en el comportamiento de la celda unidad al variar sus parámetros, procede elegir las medidas para la celda unidad con el fin de conseguir las mejores características en cuanto a ancho de banda.

Además, para dar forma posteriormente a la estructura tipo “Chessboard”, se necesita encontrar la combinación de celdas que permita cumplir el objetivo de reducir la sección recta radar.

- **Estudio de la diferencia de fase entre celdas con incidencia normal:**

Hasta ahora se ha estudiado el comportamiento de la celda unidad de forma aislada. El siguiente paso consiste en relacionar el comportamiento de dos celdas de diferentes dimensiones con el fin de encontrar una combinación de celdas con un comportamiento en fase similar (aunque a diferentes frecuencias) y con una variación suave que mantengan un desfase de 180° entre ellas. De este modo se consigue un incremento el ancho de banda respecto a estructuras tipo “Chessboard” de PEC-AMC.

Para estudiar el desfase entre diferentes celdas unidad se ha utilizado una vez más el programa de simulación HFSS (Anexoll) para calcular la fase del coeficiente de reflexión S11. Una vez obtenidos los valores, la diferencia se obtiene como la resta de los valores de fase de las celdas.

A continuación se muestran las gráficas del coeficiente S11 de diferentes celdas (Tabla 3.6) y a continuación los valores de desfase para los casos de estudio que muestran resultados más relevantes.

Grosor de sustrato(mm)	3,5					1,27			1.905	
largo x ancho(mm)	4x4	8x8	8x8	12x12	16x16	4x4	8x8	8x8	4x4	8x8
Radio circunferencia(mm)	0,6	1,5	3,85	5,7	5,5	1,2	2	2,5	0,6	2,5

Tabla 3.6. Casos de simulación de celda unidad

El BWrelativo para cada combinación de celdas se define como aquel rango de frecuencias en el que el desfase entre celdas es de $180 \pm 20^\circ$.

- Grosor de sustrato de 3.5mm:
- Celda 4x4x3.5mm y radio R=0.6mm:

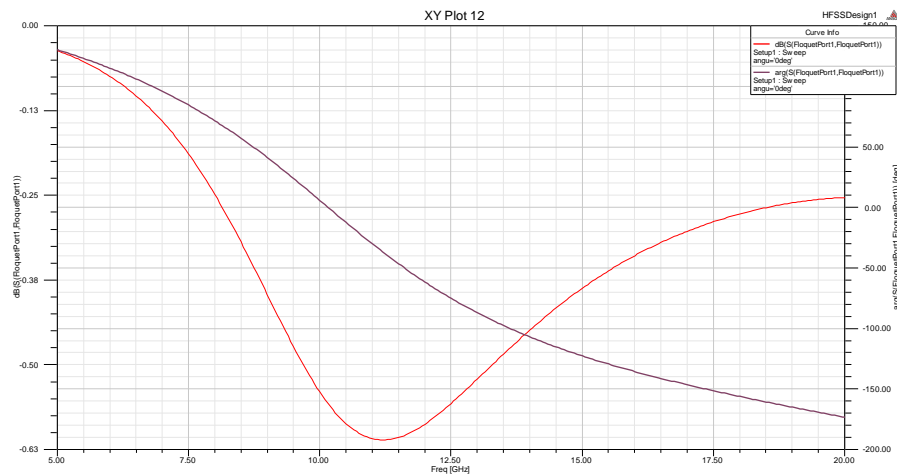


Figura 3.56. Coeficiente S11(dB) vs. Frecuencia (GHz) de la celda unidad

- Celda 8x8x3.5 y radio R=1.5mm

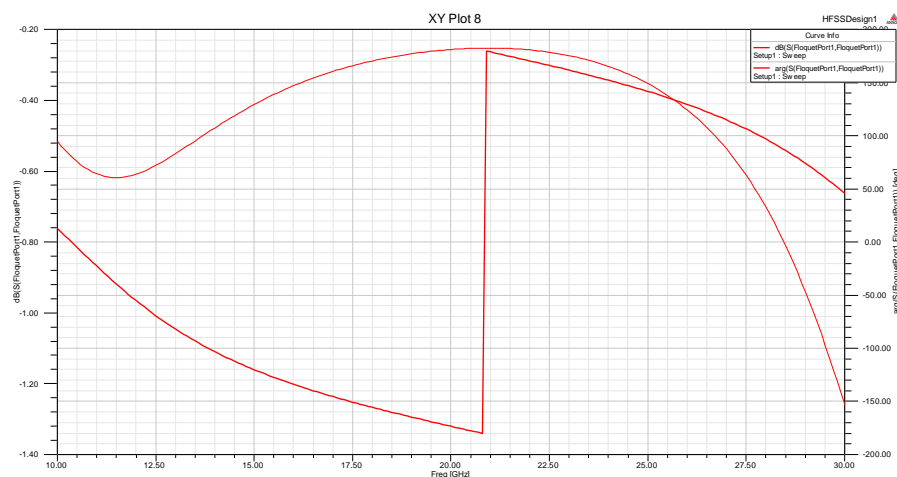


Figura 3.57. Coeficiente S11(dB) vs. Frecuencia (GHz) de la celda unidad

Pasamos a conseguir el cero de fase a 20GHz, mientras que para la celda 4x4x3.5mm se tenía el cero a 10GHz.

Al aumentar el radio de circunferencia hasta R=3.85mm, la fase se vuelve muy abrupta.

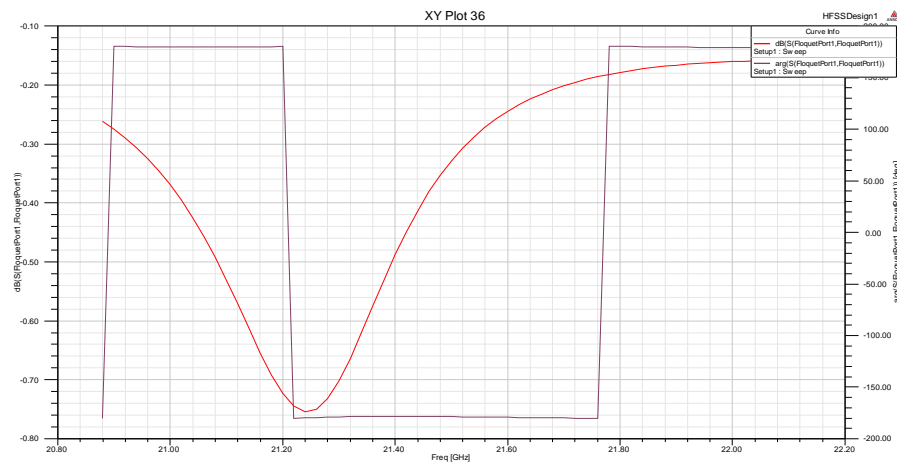


Figura 3.58. Coeficiente S11(dB) vs. Frecuencia (GHz) de la celda unidad

- Celda 12x12x3.5mm y radio R=5.7mm
Se obtiene una fase muy abrupta con frecuencia de trabajo en torno a 24GHz.

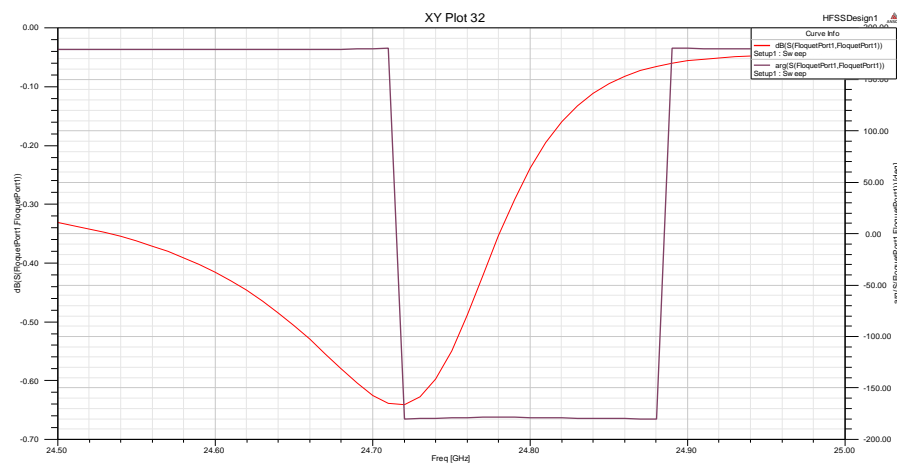


Figura 3.59. Coeficiente S11(dB) vs. Frecuencia (GHz) de la celda unidad

- Celda 16x16x3.5mm y radio R=5.5mm:

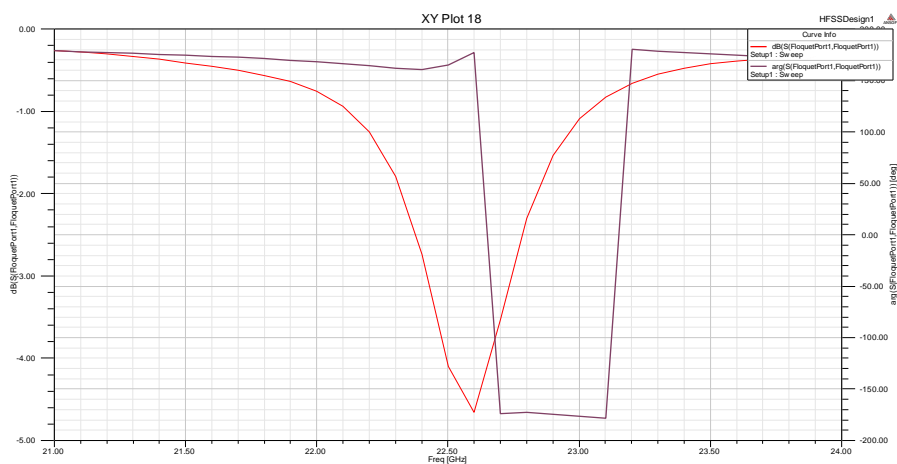


Figura 3.60. Coeficiente S11(dB) vs. Frecuencia (GHz) de la celda unidad

Aumentar las dimensiones de la celda, supone fases más abruptas, lo que resulta un inconveniente. Se buscan variaciones suaves de fase en el mayor rango frecuencial de forma que al combinar 2 celdas diferentes sus fases sigan la misma variación o al menos lo más similar posible.

Estudiando el desfase entre diferentes celdas de grosor de sustrato de 3.5mm, las siguientes gráficas muestran el desfase de ciertas combinaciones de celdas, que mostraban el mayor ancho de banda útil.

- Desfase entre celda 4x4x3.5mm y R=0.6mm con celda 16x16x3.5mm y R=3mm

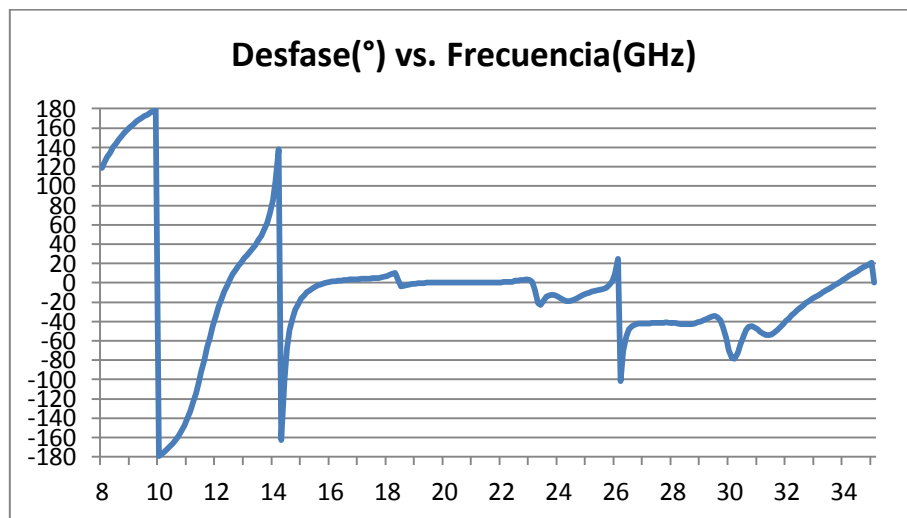


Figura 3.61. Desfase (°) celdas vs. Frecuencia (GHz)

El intervalo de trabajo se sitúa entre 8.9-10.1GHz con 13% de BW relativo.

- Desfase entre celda 8x8x3.5mm y R=1.5mm con celda 16x16x3.5mm y R=3mm

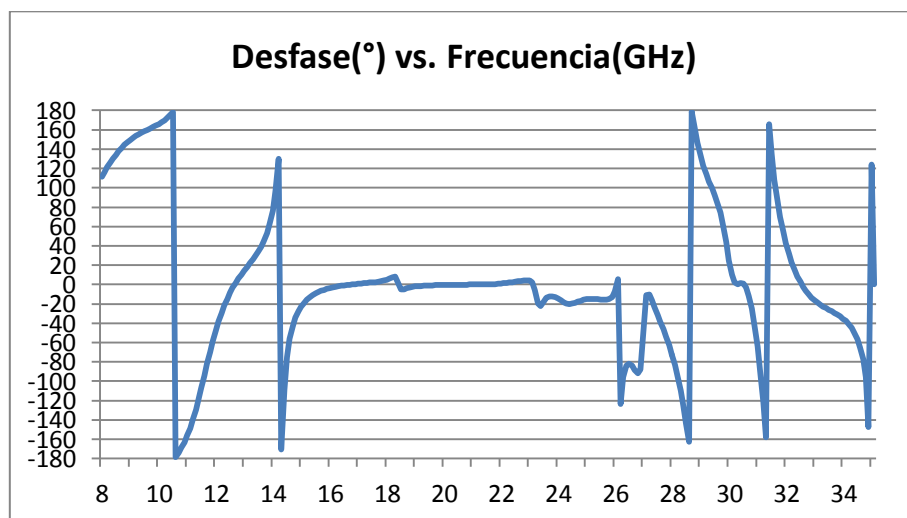


Figura 3.62. Desfase (°) celdas vs. Frecuencia (GHz)

El intervalo de trabajo se sitúa entre 9.6-10.8GHz con 12% de BW relativo.

- Desfase entre celda 4x4x3.5mm y R=0.6mm con celda 8x8x3.5mm y R=1.5mm

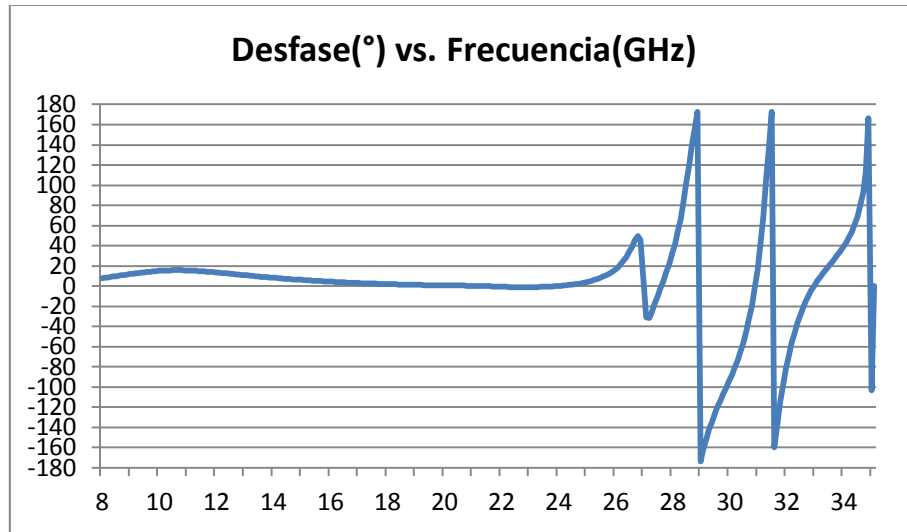


Figura 3.63. Desfase (°) celdas vs. Frecuencia (GHz)

El intervalo de trabajo se sitúa entre 28.8-29GHz con menos del 1% de BWrelativo.

Las gráficas anteriores, a pesar de dar resultados con anchos de banda muy pequeños, muestran los mejores casos simulados. Dichos resultados no mejoran al variar parámetros como el radio de circunferencia metálica.

- Grosor de sustrato de 1.27mm:
- Celda 4x4x1.27mm y radio R=1.2mm:

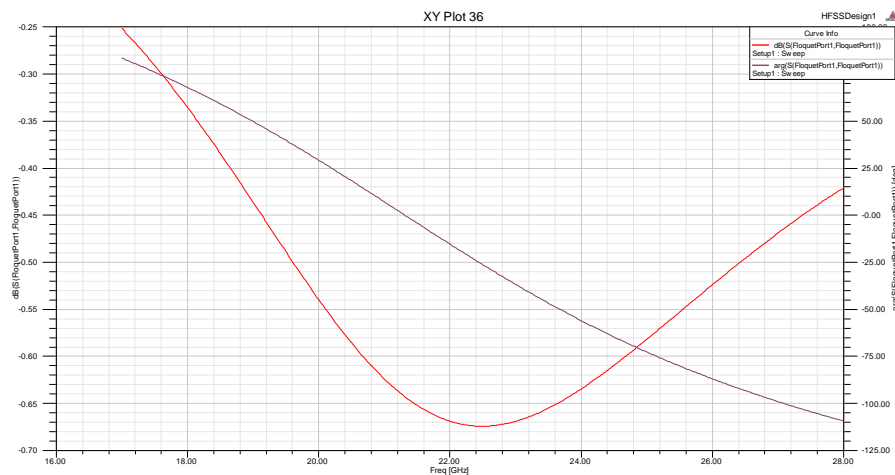


Figura 3.64. Coeficiente S11(dB) vs. Frecuencia (GHz) de la celda unidad

- Celda 8x8x1.27mm y radio R= 2mm:

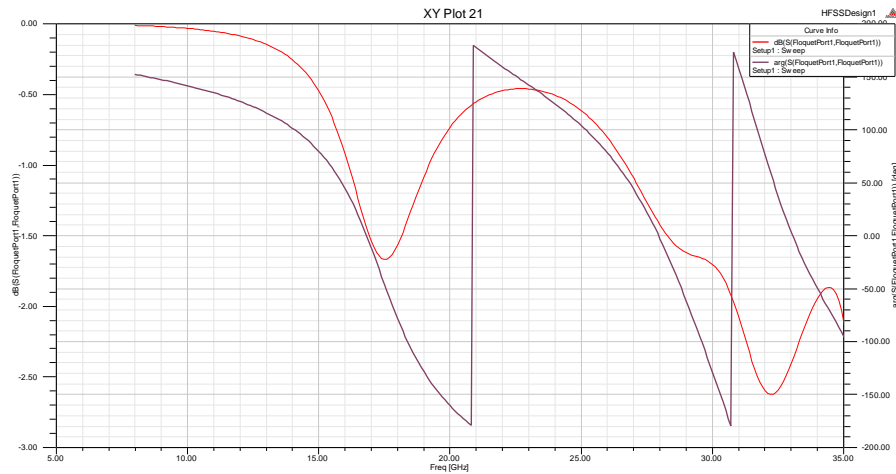


Figura 3.65. Coeficiente S11(dB) vs. Frecuencia (GHz) de la celda unidad

Para estas dimensiones de celda con un valor de 1,27mm de grosor de sustrato se presenta cierta asimetría en la fase.

Reduciendo el radio nos movemos a frecuencias más altas y se consigue mayor BW relativo (pero el aumento es poco significativo). Incrementando el radio tenemos la frecuencia menor pero se reduce el BW relativo.

- Celda 8x8x1.27mm y radio R= 2.5mm:

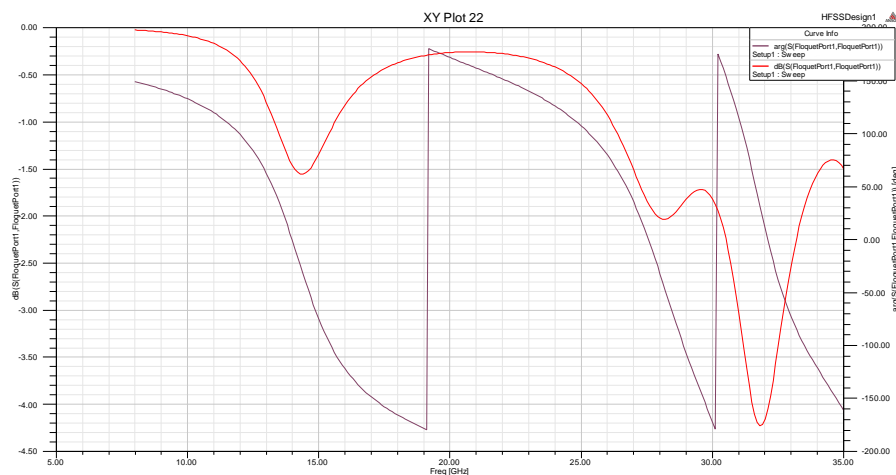


Figura 3.66. Coeficiente S11(dB) vs. Frecuencia (GHz) de la celda unidad

Estudiando el desfase entre diferentes celdas de grosor de sustrato de 1.27mm, las siguientes gráficas muestran el desfase de ciertas combinaciones de celdas, que mostraban el mayor ancho de banda útil.

- Desfase entre celda 4x4x1.27mm y R=1.2mm con celda 8x8x1.27mm y R=2mm

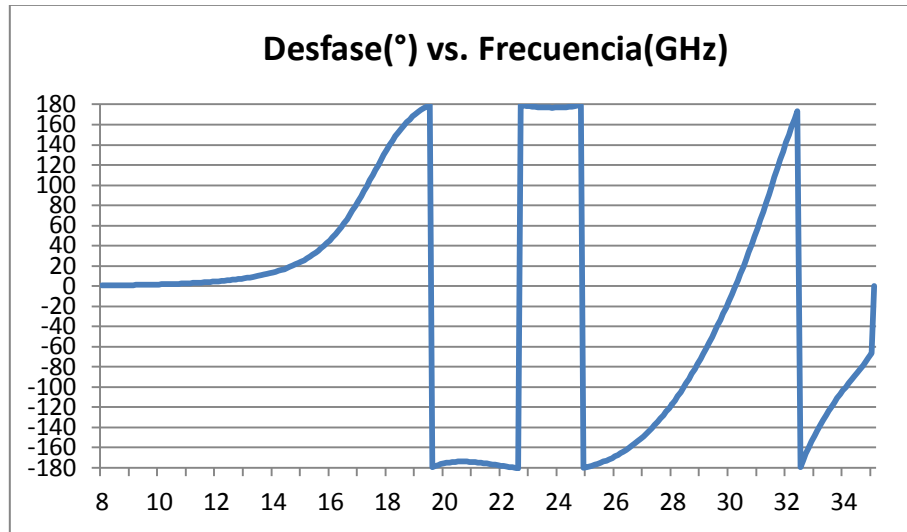


Figura 3.67. Desfase (°) celdas vs. Frecuencia (GHz)

El intervalo de trabajo se sitúa entre 18.6-26.4GHz y 32.2-32.7GHz con un 36% de BWrelativo.

- Celda 4x4x1.27mm y R=1.2mm con celda 8x8x1.27mm y R=2.5mm

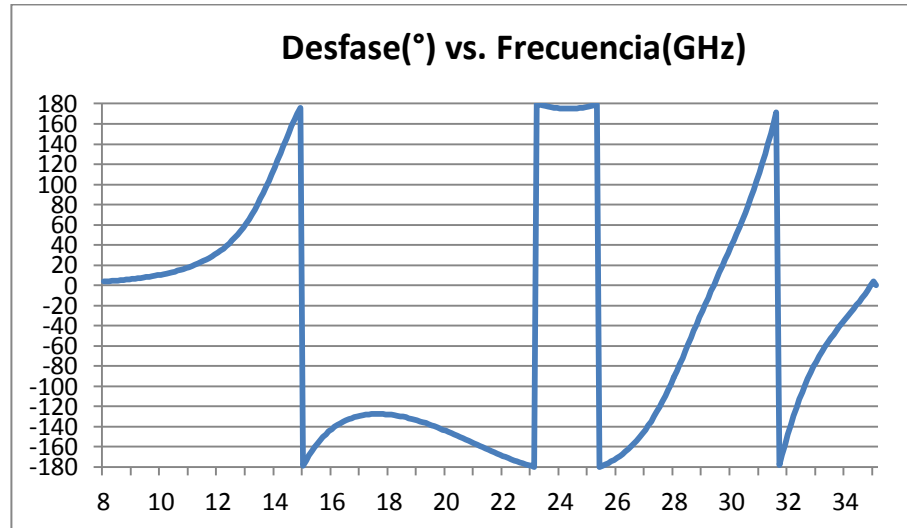


Figura 3.68. Desfase (°) celdas vs. Frecuencia (GHz)

El intervalo de trabajo: 14,6-19GHz y 21,2-26,4GHz dando un 47% de BWrelativo.

- Grosor de sustrato de 1.905mm:
- Celda 4x4x1.905mm y radio R=0.6mm:

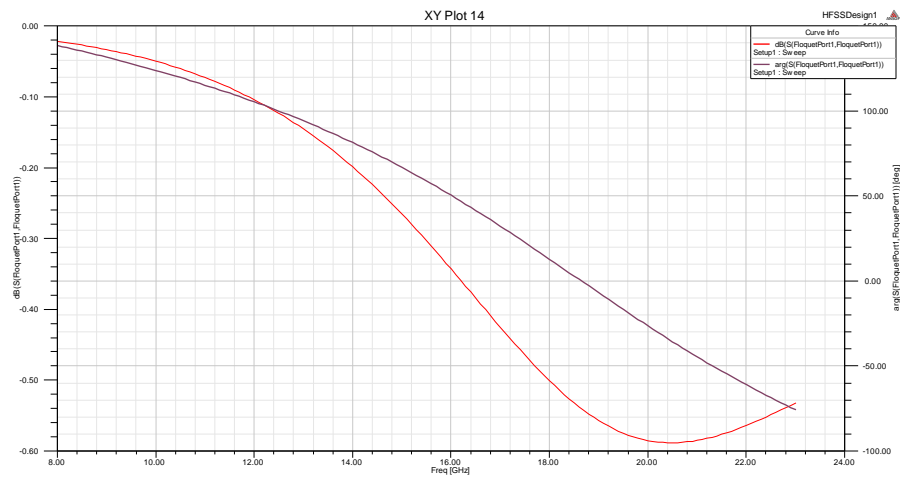


Figura 3.69. Coeficiente S11(dB) vs. Frecuencia (GHz) de la celda unidad

- Celda 8x8x1.905mm y radio R=2.5mm:

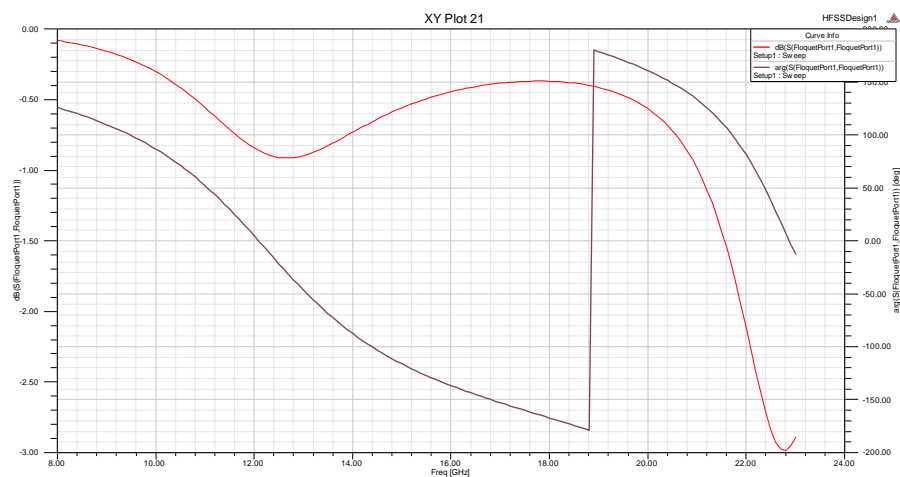


Figura 3.70. Coeficiente S11(dB) vs. Frecuencia (GHz) de la celda unidad

Estudiando el desfase entre diferentes celdas de grosor de sustrato de 1.905mm, la siguiente gráfica muestra el desfase de la combinación de celdas, que mostraban el mayor ancho de banda útil.

- Desfase entre celda 4x4mm con R=0.6mm y celda 8x8mm con R=2.5mm

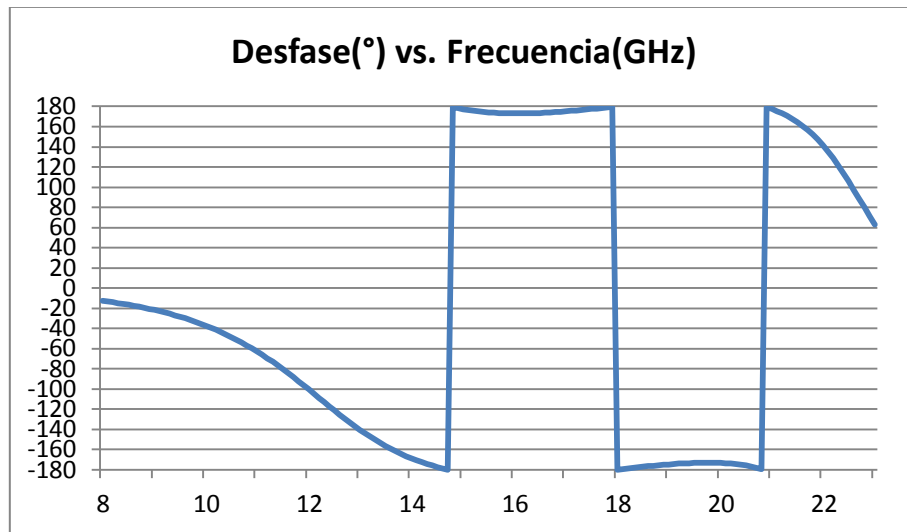


Figura 3.71. Desfase (°) celdas vs. Frecuencia (GHz)

El intervalo de trabajo se sitúa entre 13.7-21.6GHz con 45% de BWrelativo.

De todos los casos simulados, las combinaciones de celdas cuyo desfase da un mayor BWrelativo son las que se detallan a continuación:

- Celda 4x4x1.27mm y R=1.2mm+ 8x8x1.27mm y R=2.5mm (Figura 3.68)
- Celda 4x4x1.905mm y R=0.6mm+ 8x8x1.905mm y R=2.5mm (Figura 3.71)

Ambas combinaciones dan resultados similares para incidencia normal. Se estudiará por tanto su comportamiento para incidencia con cierto ángulo para determinar las celdas que constituirán la estructura “Chessboard” que se va a diseñar.

▪ Estudio de la diferencia de fase entre celdas para incidencia con $\Theta=30^\circ$:

Se han llevado a cabo las simulaciones pertinentes para determinar el BWrelativo para los siguientes casos:

- Celda 4x4x1.27mm y R=1.2mm+ 8x8x1.27mm y R=2.5mm (Figura 3.68)
- Celda 4x4x1.905mm y R=0.6mm+ 8x8x1.905mm y R=2.5mm (Figura 3.71)

Con ello se tratará de determinar qué combinación de celdas unidad proporciona un desfase de 180° en un mayor rango de frecuencias y por tanto un mayor ancho de banda de trabajo de la estructura tipo “Chessboard” que se quiere implementar.

- Celda 4x4x1.27mm y R=1.2mm+ 8x8x1.27mm y R=2.5mm

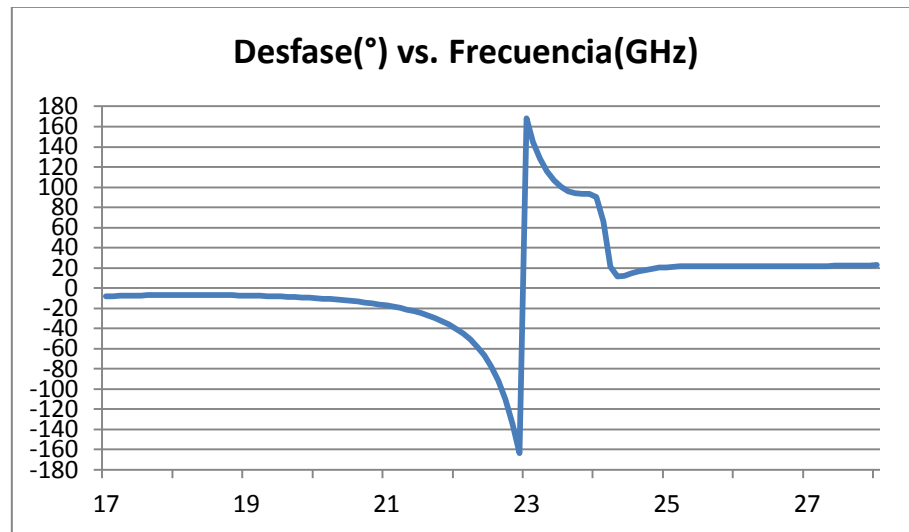


Figura 3.72. Desfase (°) celdas vs. Frecuencia (GHz)

El intervalo de trabajo se sitúa entre 22.9-23GHz con BW relativo menor del 1%

- Celda 4x4x1.905mm y R=0.6mm+ 8x8x1.905mm y R=2.5mm

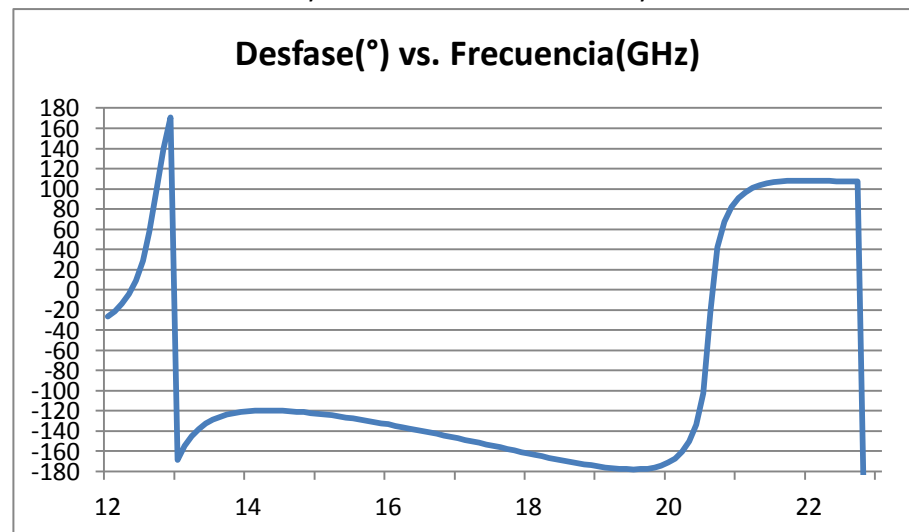


Figura 3.73. Desfase (°) celdas vs. Frecuencia (GHz)

En el intervalo de trabajo: De 17.9-20.2GHz con un BW relativo de 13%.

De los resultados anteriores, se hace evidente que la primera combinación de celdas propuesta (Celda 4x4x1.27mm y R=1.2mm+celda 8x8x1.27mm y R=2.5mm), empeora notablemente su comportamiento al aumentar el ángulo de incidencia (Figura 3.72).

La segunda combinación propuesta (Celda 4x4x1.905mm y R=0.6mm+ celda 8x8x1.905mm y R=2.5mm) muestra una mayor robustez al presentar un 13% (Figura 3.73) de BW relativo respecto al menos del 1% de la primera combinación de celdas (Figura 3.72) para un ángulo de 30°.

	Bwrelativo(%)	
	$\Theta=0^\circ$	$\Theta=30^\circ$
Celda 4x4x1,27mm y R=1,2mm + Celda 8x8x1,27mm y R=2,5mm	47	<1
Celda 4x4x1,905mm y R=0,6mm + Celda 8x8x1,905mm y R=2,5mm	45	13

Tabla 3.7. Bwrelativo del desfase entre celdas para incidencia normal y con ángulo de 30°

Teniendo en cuenta los resultados (Tabla 3.7), se va a diseñar una estructura que combinará celdas 4x4x1.905mm y radio de circunferencia metálica $R=0.6\text{mm}$ con celdas 8x8x1.905mm y radio de circunferencia metálica $R=2.5\text{mm}$.

4. Estructura tipo Chessboard

4.1. Presentación de la estructura

En este punto del diseño, es posible implementar la estructura “Chessboard” con la combinación de las celda de 4x4x1.905mm y radio de circunferencia $R=0.6\text{mm}$ con la celda 8x8x1.905mm y radio de circunferencia $R=2.5\text{mm}$.

La estructura en HFSS quedaría del siguiente modo:

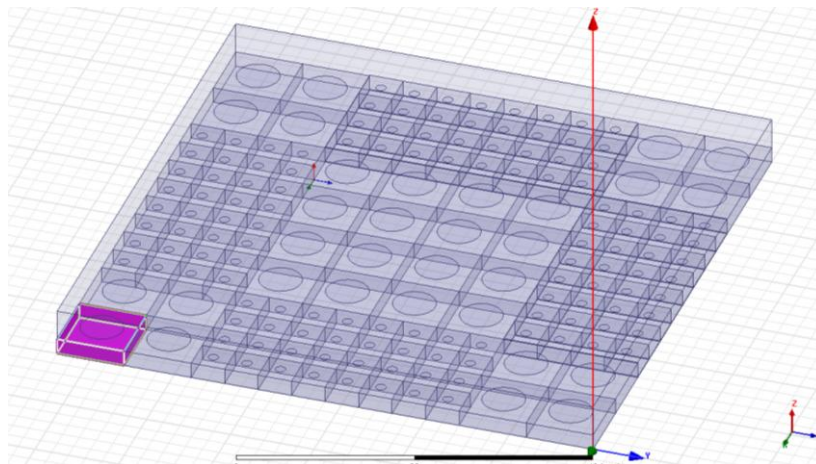


Figura 4.1. Configuración tipo “Chessboard” en HFSS

La disposición de las celdas en la estructura es de 8x8 celdas de lado 4mm por cada 4x4 celdas de lado 8mm. Esta configuración responde a una serie de requisitos:

Por un lado, para que la estructura actúe de forma efectiva como AMC, es necesario agrupar varias celdas del mismo tamaño en lugar de disponerlas una a una ya que de otra forma la estructura podría pasar a actuar como un simple PEC.

Por otro lado, se ha de tener en cuenta la frecuencia de trabajo. Esta determina la frecuencia de mallado de la estructura en simulación o lo que es lo mismo, la longitud de onda incidente. Para la simulación de las celdas de 4x4mm se ha usado una frecuencia de mallado de 20GHz mientras que para las de 8x8mm se ha usado una de 10GHz. Esto en unidades de longitud de onda equivale a $\lambda=15\text{mm}$ y $\lambda=30\text{mm}$ respectivamente.

Para la estructura “Chessboard”, la frecuencia de mallado es la mayor de 10 y 20GHz. Esto es porque la mayor frecuencia, da la menor longitud de onda posible. Se debe asegurar que esta λ es mayor que el tamaño de la celda ya que de lo contrario, ésta podría ver la celda como un metal y no como un AMC. Con la frecuencia de 20GHz, se tiene una $\lambda=15\text{mm}$ que es mayor que el tamaño de la celda de mayores dimensiones.

Además, es importante asegurar la presencia de “Grating lobes” en la zona visible de radiación de la estructura ya que la energía que desaparece de la dirección de incidencia debe ser radiada en otras direcciones. La energía no desaparece, es reflejada en otras direcciones diferentes a la de incidencia. Estos lóbulos, generalmente indeseables y por tanto evitados en todo buen diseño de antenas, son un requisito indispensable en esta configuración.

- Grating lobes:

La aparición de GL, está directamente relacionada con la periodicidad de la estructura. La condición para que aparezcan en el rango visible es [3]:

$$d/\lambda \geq 1/(1+\sin \theta_{\max}) \quad (4.1)$$

con $\theta_{\max}=90^\circ$ y d la periodicidad de la estructura

Se tiene que si:

$$d > \lambda/2 \quad (4.2)$$

Es decir, la periodicidad de la estructura debe ser mayor a la mitad del valor de la longitud de onda de trabajo, que en este caso es de 15mm.

En cuanto al periodo de la estructura, se deben contemplar 2 casos (Figura 4.2).

Tomando la estructura de modo horizontal, su periodo es de 64mm. En este caso, no existirán “grating lobes” ya que el diseño de la estructura provoca la cancelación de estos.

Es en cambio la diagonal de la estructura la que da lugar a esos “grating lobes”, donde el periodo en este caso es 45mm aproximadamente.

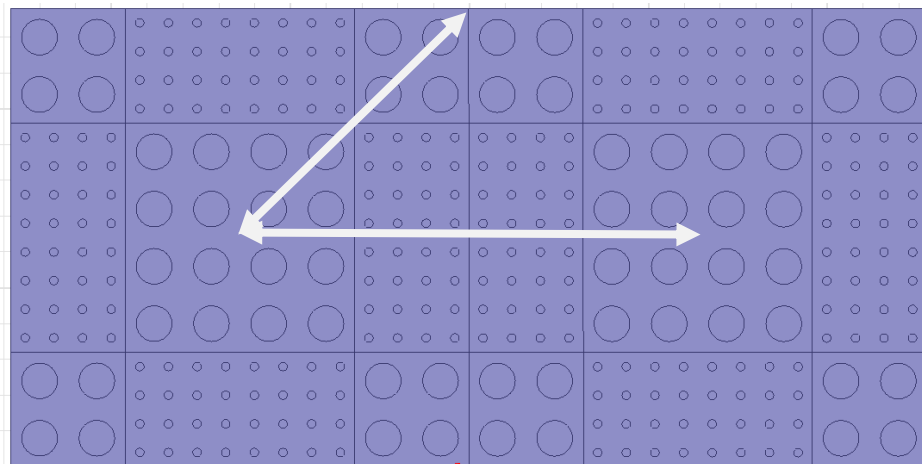


Figura 4.2. Periodicidad horizontal y vertical de la estructura

Por tanto, volviendo a la condición de GL dada por la ecuación (4.2), para $d=45\text{mm}$ y $\lambda=15\text{mm}$, se verifica que $d>\lambda/2$ y se asegura de ese modo la presencia de “grating lobes”.

Además de asegurar la existencia de dichos lóbulos, es posible predecir dónde aparecen.

Considerando una estructura periódica cualquiera (Figura 4.3) como una combinación de 2 arrays:

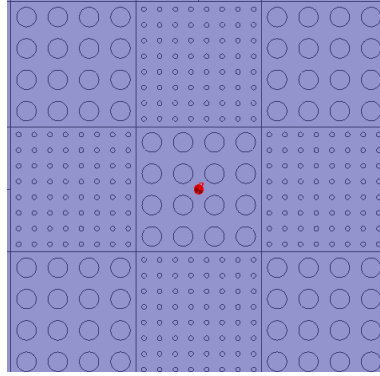


Figura 4.3. Estructura periódica

El campo radiado por cada una de las unidades sería:

$$\bar{E}_{A-} = A_1 e^{j\text{fase1}} \bar{E}_{\text{Elemental}} \quad \text{con fase1}=180^\circ \quad (4.3)$$

$$\bar{E}_{A+} = A_2 e^{j\text{fase2}} \bar{E}_{\text{Elemental}} \quad \text{con fase2}=0^\circ \quad (4.4)$$

El campo total viene dado como:

$$\bar{E} = (\bar{E}_{A+} * AF1 + \bar{E}_{A-} * AF2)$$

Donde

$$AF1 = \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^M e^{j2m(kdx \sin \theta \cos \varphi + \beta x)} e^{j2n(kdys \sin \theta \sin \varphi + \beta y)} + \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^M e^{j(2m+1)(kdx \sin \theta \cos \varphi + \beta x)} e^{j(2n+1)(kdys \sin \theta \sin \varphi + \beta y)} \quad (4.5)$$

$$AF2 = \sum_{n=0}^N \sum_{m=1}^M e^{j(2m+1)(kdx \sin \theta \cos \varphi + \beta x)} e^{j2n(kdys \sin \theta \sin \varphi + \beta y)} + \sum_{n=1}^N \sum_{m=0}^M e^{j2m(kdx \sin \theta \cos \varphi + \beta x)} e^{j(2n+1)(kdys \sin \theta \sin \varphi + \beta y)} \quad (4.6)$$

Desarrollando la expresión (4.4) se tiene el máximo para:

$$kdx \sin \theta \cos \varphi + \beta x = \pm(2m+1)\pi \quad (4.7)$$

$$kdys \sin \theta \sin \varphi + \beta y = \pm(2n+1)\pi \quad (4.8)$$

Para $\beta x = -kdx \sin \theta \cos \varphi$ y $\beta y = -kdys \sin \theta \sin \varphi$, las expresiones (4.7) y (4.8) quedan:

$$kdx \sin \theta \cos \varphi - kdx \sin \theta \cos \varphi = \pm(2m+1)\pi \quad (4.9)$$

$$kdys \sin \theta \sin \varphi - kdys \sin \theta \sin \varphi = \pm(2n+1)\pi \quad (4.10)$$

Operando las igualdades (4.9) y (4.10) se obtiene:

$$\sin\theta\cos\varphi - \sin\theta_0\cos\varphi_0 = \pm(2m+1)\frac{\lambda}{2dx} \quad (4.11)$$

$$\sin\theta\sin\varphi - \sin\theta_0\sin\varphi_0 = \pm(2n+1)\frac{\lambda}{2dy} \quad (4.12)$$

Del cociente de las expresiones (4.11) y (4.12) se obtiene que:

$$\tan\varphi = \frac{\sin\theta_0\cos\varphi_0 \pm (2n+1)\frac{\lambda}{2dy}}{\sin\theta_0\sin\varphi_0 \pm (2m+1)\frac{\lambda}{2dx}} \quad (4.13)$$

$$\sin\theta = \frac{\sin\theta_0\sin\varphi_0 \pm (2n+1)\frac{\lambda}{2dy}}{\sin\varphi} = \frac{\sin\theta_0\cos\varphi_0 \pm (2m+1)\frac{\lambda}{2dx}}{\cos\varphi} \quad (4.14)$$

Dadas las expresiones (4.13) y (4.14), es posible localizar el par (θ, φ) al que aparecen los GL para cualquier ángulo de incidencia (θ_0, φ_0) .

Al final del apartado 4.2 se muestran los GL para la estructura “Chessboard” propuesta (Figura 4.1).

4.2. Reducción RCS en incidencia normal

Una vez más, se usará el software de simulación HFSS para ver cómo es el modelo 3D y el valor RCS en función de la frecuencia respecto a un PEC (tomado de referencia) de similares dimensiones a la estructura “Chess”. Se observará así la reducción de dicho valor RCS.

Para una incidencia normal, el RCS es:

- RCS(dB) vs. Frecuencia(GHz) para la estructura “Chess” respecto a un PEC de similares dimensiones:

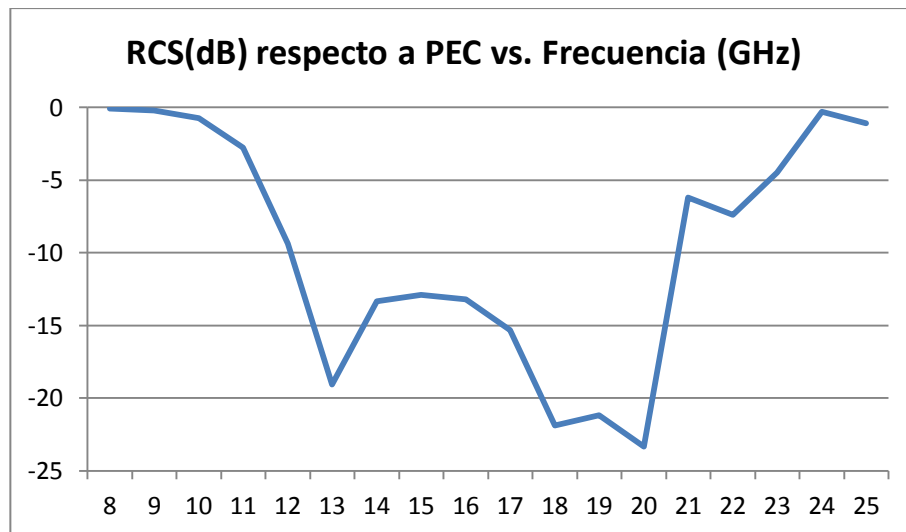


Figura 4.4. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

El valor RCS respecto al plano PEC está por debajo de 10dB en el rango frecuencial para el cual se esperaba que la superficie redujera la sección recta radar.

Se observa cómo el funcionamiento entre 13.5GHz y 21.5GHz es el esperado. Se consigue una reducción de RCS por debajo de 10 dB, lo que se traduce en un BWrelativo de trabajo de aproximadamente 45%.

A continuación, se analiza la RCS en 3D y se compara en distintas frecuencias.

- RCS de la estructura "Chess" en 3D a 20GHz:

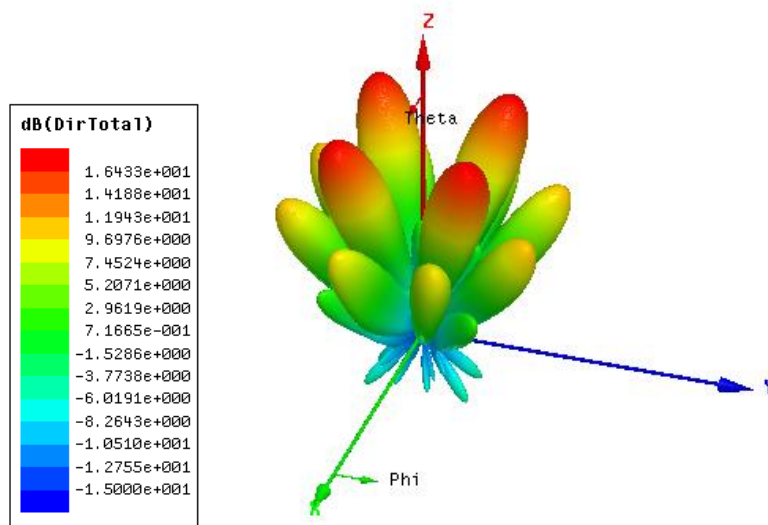


Figura 4.5. RCS 3D a 20GHz

- RCS de la estructura "Chess" en 3D a 13GHz:

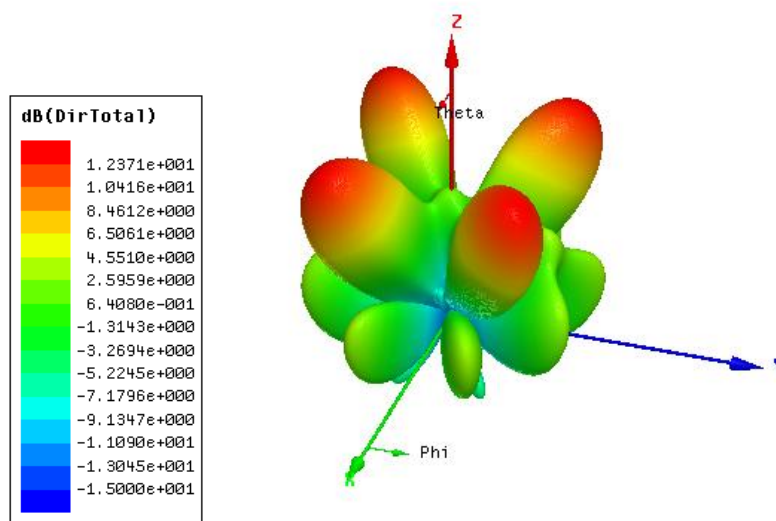


Figura 4.6. RCS 3D para 13GHz

Se ve, como era de esperar:

1. Para una estructura “Chessboard”, al aumentar la frecuencia, los lóbulos se acercan hacia $\theta=0^\circ$ y el número de lóbulos a su vez aumenta.
2. Una estructura “Chessboard” produce una reflexión respecto a un PEC, en el que el lóbulo principal en $\theta=0^\circ$ (para el PEC) tiende a disminuir dando lugar a la aparición de lóbulos secundarios que se alejan de $\theta=0^\circ$, donde se concentra la reflexión.

Si se observa el comportamiento para diferentes planos:

- El valor RCS realizando cortes para $\Phi=0, 45$ y 90° :

➤ Para 20GHz:

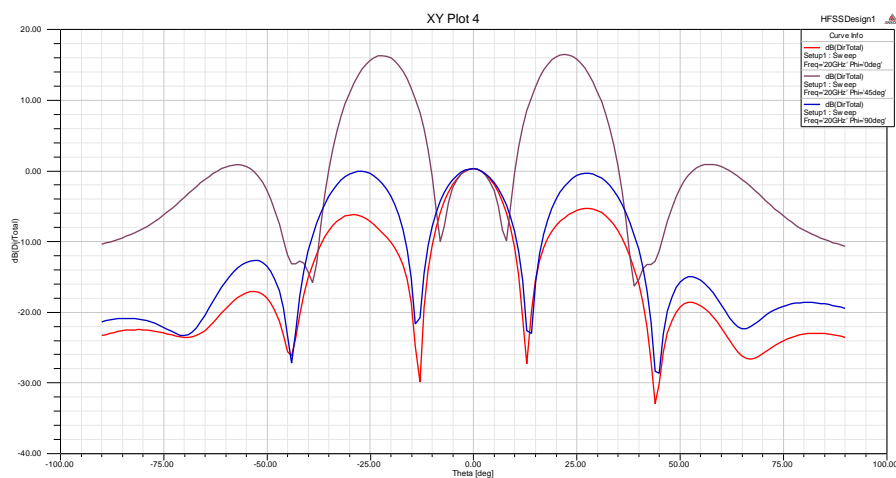


Figura 4.7. RCS para cortes en $\phi=0, 45, 90^\circ$

Para $\phi=45^\circ$ y $\theta=20^\circ$ se tiene un máximo, como se predice a través de la teoría de “grating lobes”, que más adelante se desarrollará.

➤ Para 13GHz:

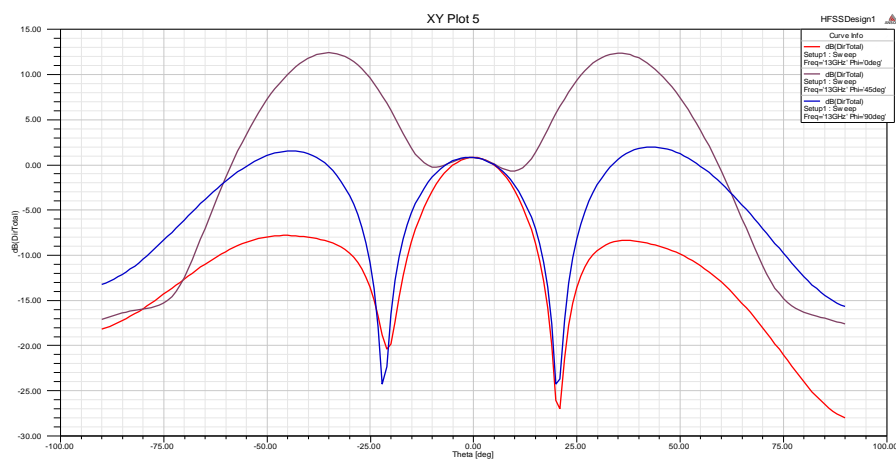


Figura 4.8. RCS para cortes en $\phi=0, 45, 90^\circ$

Para $\phi=45^\circ$ el máximo se ha movido hasta $\theta=35^\circ$ y ha disminuido el número de lóbulos.

Optimización de la estructura

Con los resultados obtenidos se ha llevado a cabo algún cambio en los valores de los radios de las circunferencias para optimizar la estructura al máximo y lograr un mayor BW.

La estructura finalmente resulta de una celda $4 \times 4 \times 1.905 \text{ mm}$ y radio de circunferencia $R=0.6 \text{ mm}$ con otra celda $8 \times 8 \times 1.905 \text{ mm}$ y radio $R=2.3 \text{ mm}$.

Para esta nueva estructura optimizada y una incidencia normal, los resultados son los siguientes:

- RCS(dB) vs. Frecuencia(GHz) para la estructura "Chess" respecto a un PEC de similares dimensiones:

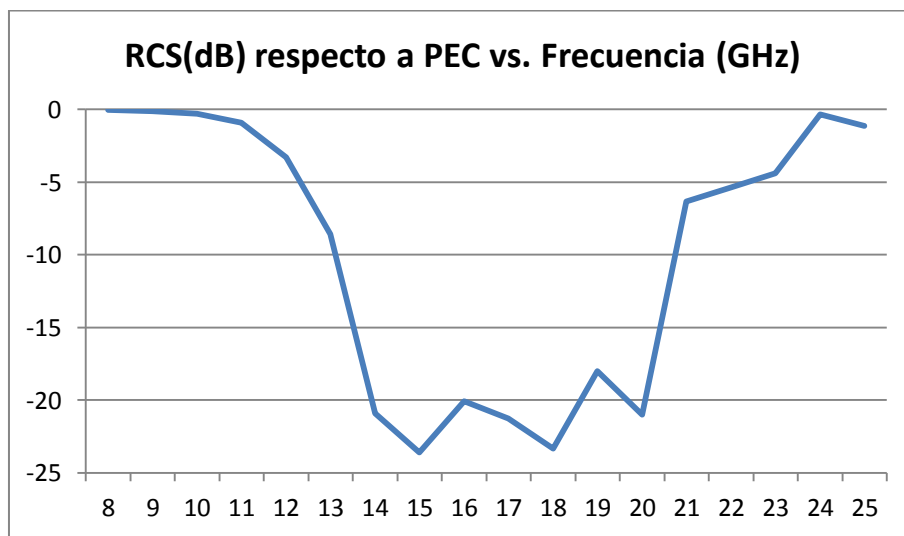


Figura 4.9. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

- RCS de la estructura "Chess" en 3D a 20GHz:

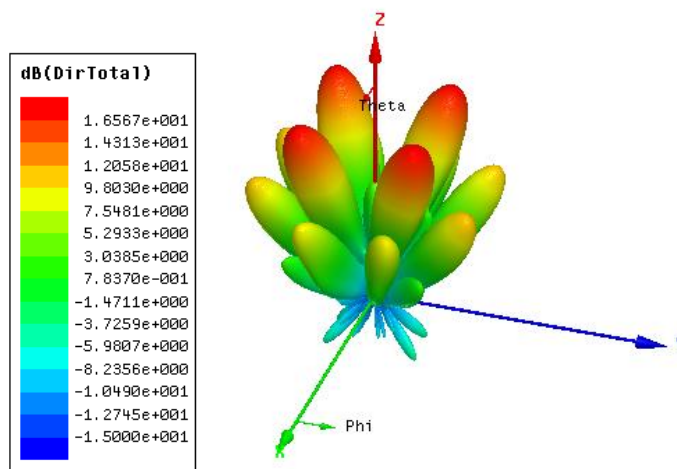


Figura 4.10. RCS 3D para 20GHz

- El valor RCS realizando cortes para $\Phi=0, 45$ y 90° en 20GHz:

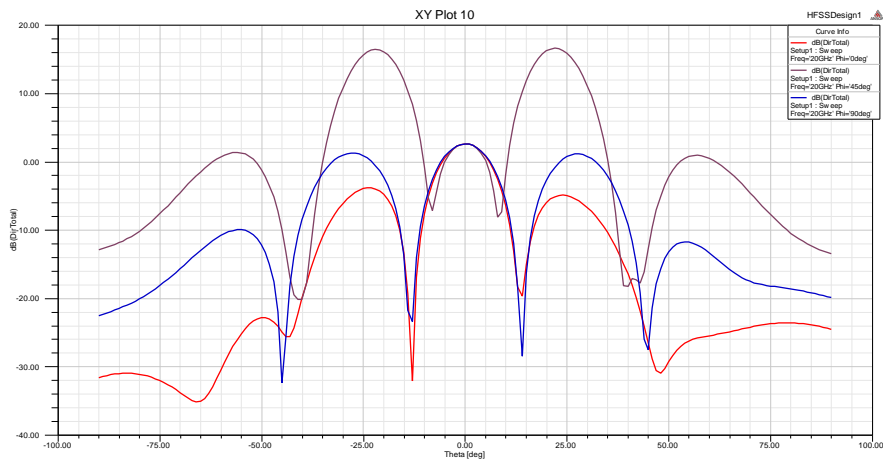


Figura 4.11. RCS para cortes en $\phi=0, 45, 90^\circ$

Comparando el RCS de la estructura inicial (Figura 4.4) y el modelo optimizado (Figura 4.9), se evidencia cómo se consigue reducir el valor de RCS hasta aproximadamente -20dB para un mayor BW en el caso óptimo, por lo que la estructura será más robusta para cambios en el ángulo de incidencia. La gráfica muestra un BWrelativo(%) (para RCS por debajo de 10dB respecto a un PEC) de 41%.

Se van a estudiar para el caso de la estructura tipo “Chess” ya optimizada, dónde aparecen los GL y si el resultado se aproxima al valor teórico esperado.

- Grating Lobes:
Teóricamente, se obtiene de las expresiones anteriores que los GL se localizan para una frecuencia de 20GHz en:

➤ Para un valor teórico de $\Phi=\pm 45^\circ$ y $\Theta=\pm 19^\circ$

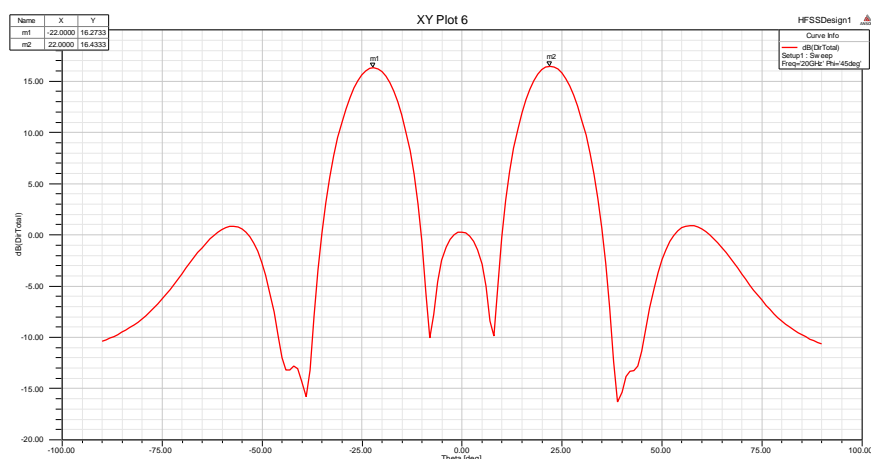


Figura 4.12. RCS en el plano $\phi=45^\circ$

Que aproximadamente coincide con los resultados de simulación, que presentan un máximo en $\Phi=45^\circ$ y $\Theta=\pm 22^\circ$

- Para un valor teórico de $\Phi=\pm 71^\circ$ y $\Theta=\pm 48^\circ$

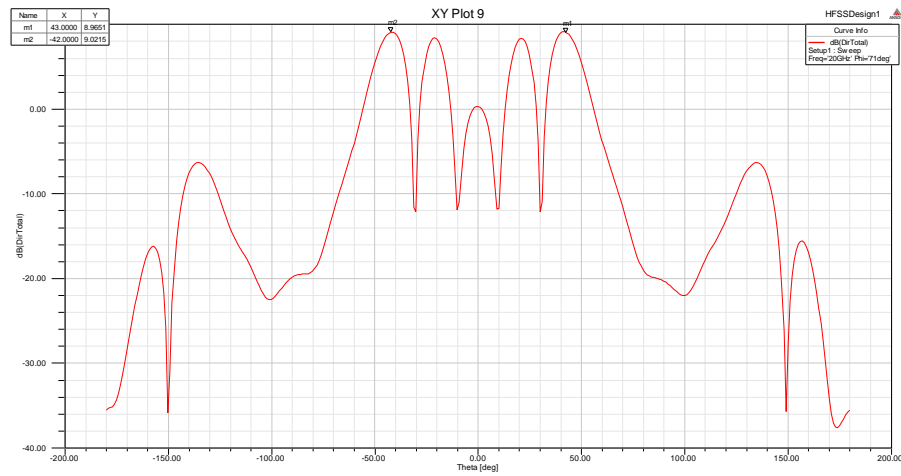


Figura 4.13. RCS en el plano $\phi=45^\circ$

Que aproximadamente coincide con los resultados de simulación, que presentan picos en $\Phi=71^\circ$ y $\Theta=\pm 43^\circ$

- Para un valor teórico de $\Phi=\pm 20^\circ$ y $\Theta=\pm 48^\circ$

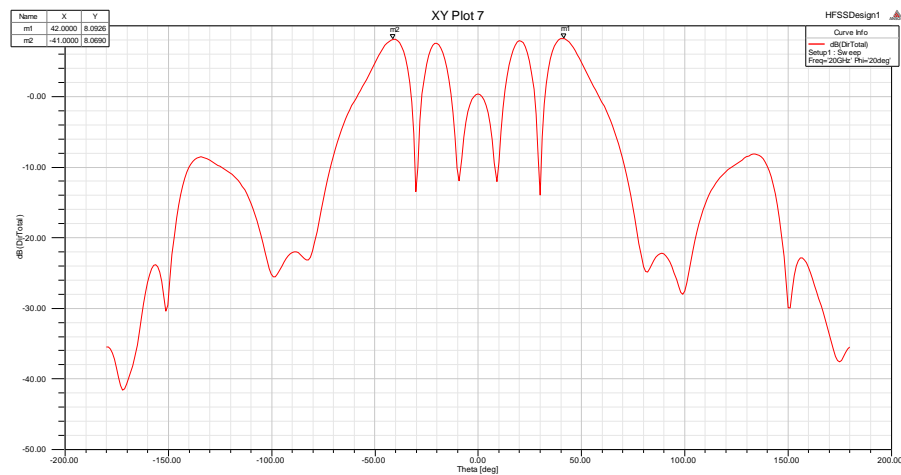


Figura 4.14. RCS en el plano $\phi=45^\circ$

Que aproximadamente coincide con los resultados de simulación, que presentan picos en $\Phi=20^\circ$ y $\Theta=\pm 42^\circ$

Para una frecuencia de 13GHz y por tanto $\lambda=23\text{mm}$:

➤ Para un valor teórico de $\Phi=\pm 45^\circ$ y $\Theta=\pm 31^\circ$

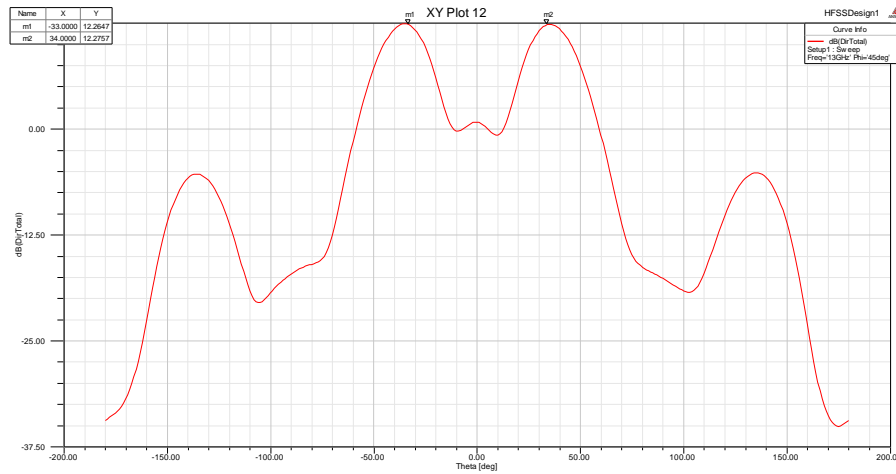


Figura 4.15. RCS en el plano $\phi=45^\circ$

Que aproximadamente coincide con los resultados de simulación, que presentan picos en $\Phi=45^\circ$ y $\Theta=\pm 32^\circ$.

Comparando para el caso de frecuencias de 13 y 20GHz se tiene:

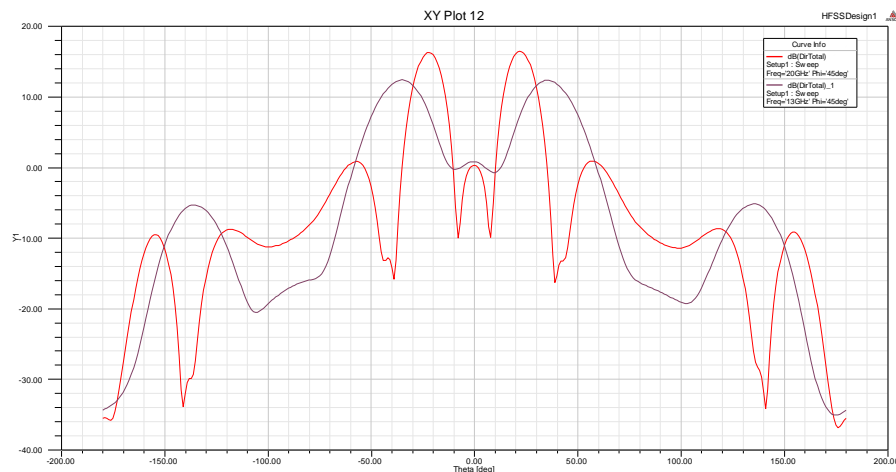


Figura 4.16. RCS en el plano $\phi=45^\circ$

Con lo que se ve que al aumentar la frecuencia (en este caso de 13 a 20GHz), los lóbulos se acercan hacia el ángulo $\Theta=0^\circ$ para $\Phi=45^\circ$.

Una vez comprobado y analizado el comportamiento de la estructura "Chessboard" para el caso de incidencia normal, se va a realizar un análisis riguroso del comportamiento del diseño al variar el ángulo de incidencia. Así mismo, se tratará de ver cómo afecta esta variación al BW relativo de trabajo.

4.3. Reducción RCS para diferentes ángulos de incidencia

4.3.1. Variación del ángulo theta

En esta sección se va a analizar la reducción RCS de la estructura tipo “Chess” para diferentes ángulos de incidencia Θ . El valor de Θ irá desde 0° hasta un máximo de 80° en intervalos de 10° .

Se calculará el BWrelativo para cada uno de los casos simulados con el fin de analizar cómo la estructura empeora su comportamiento al aumentar el ángulo incidente.

- Gráfica de RCS(dB) vs. Frecuencia(GHz) para la estructura “Chess” respecto a un PEC de similares dimensiones:

- Para $\Theta=0^\circ$

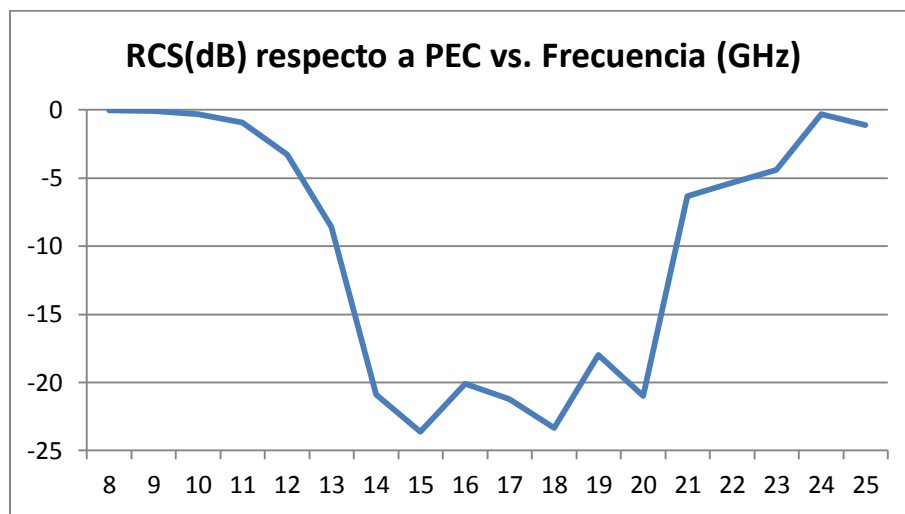


Figura 4.17. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la Reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC de 41%.

- Para $\Theta=10^\circ$

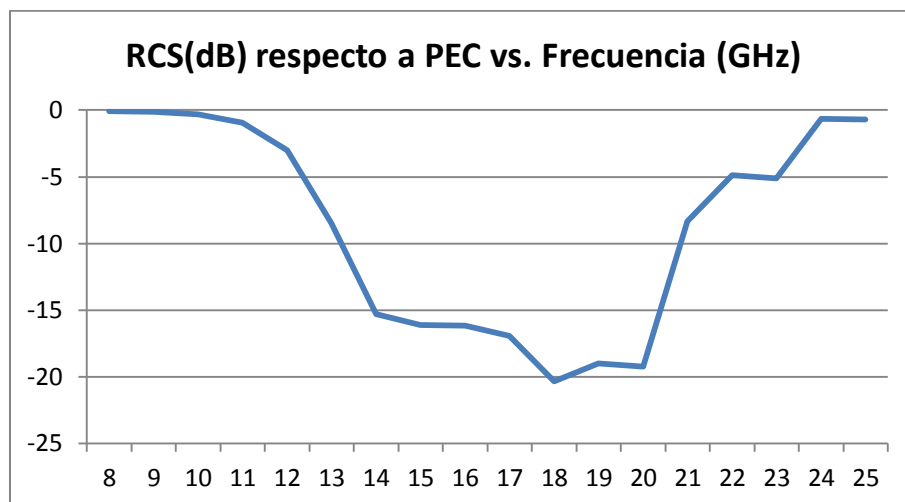


Figura 4.18. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) para reducción RCS por debajo de 10dB respecto a un PEC de 41%.

- Para $\theta = 20^\circ$

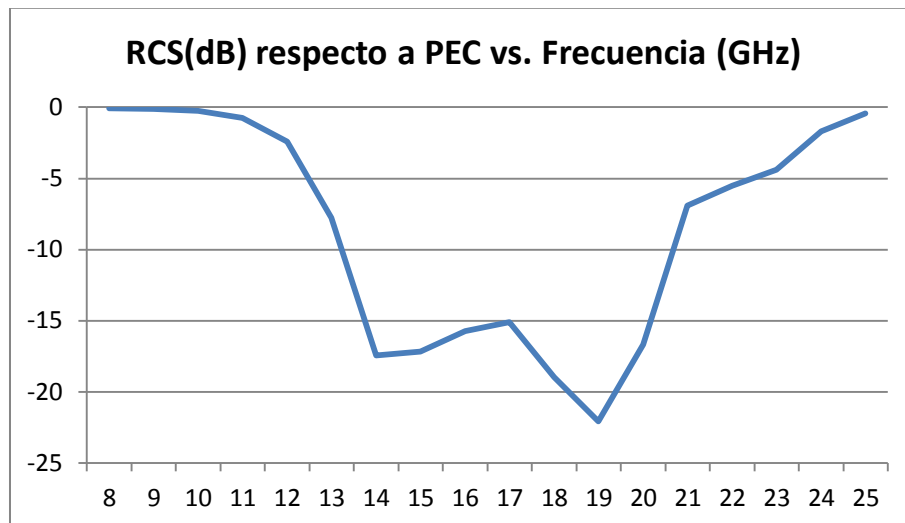


Figura 4.19. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 41%.

- Para $\theta = 30^\circ$

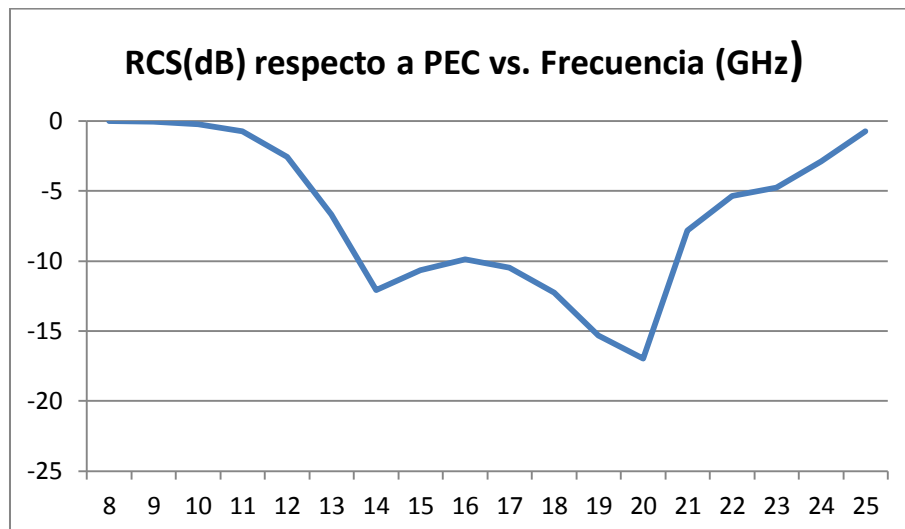


Figura 4.20. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 37.5% (en el límite de -10dB).

- Para $\Theta = 40^\circ$

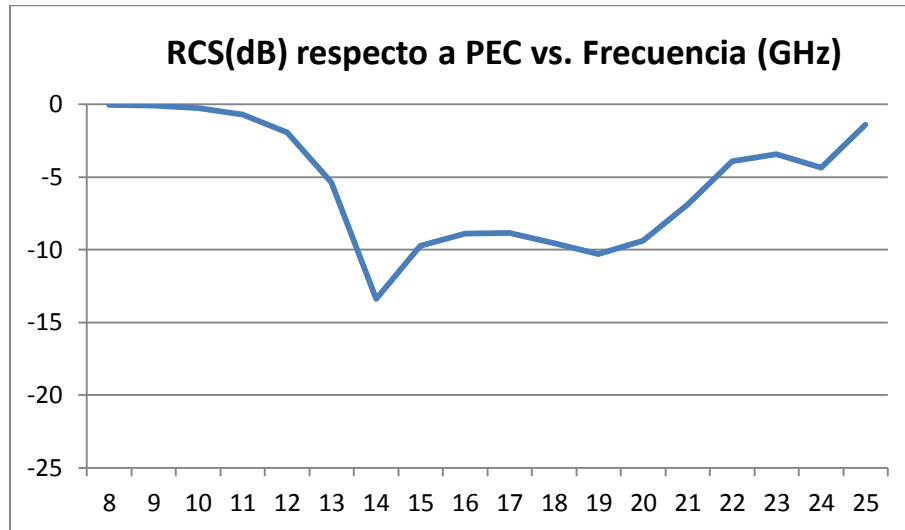


Figura 4.21. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 25%(con algún valor en torno a -9dB).

- Para $\Theta = 50^\circ$

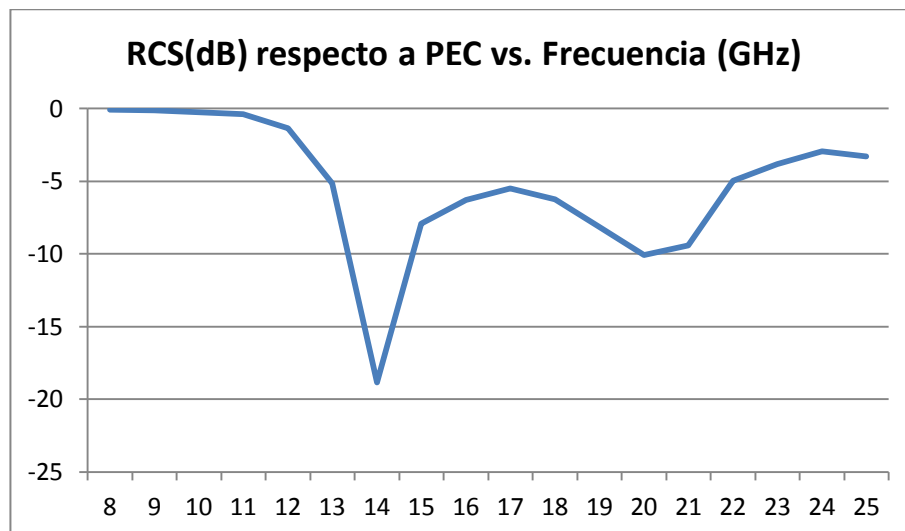


Figura 4.22. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 12%, (en 2 rangos: en torno a 14 y 20GHz)

- Para $\theta = 60^\circ$

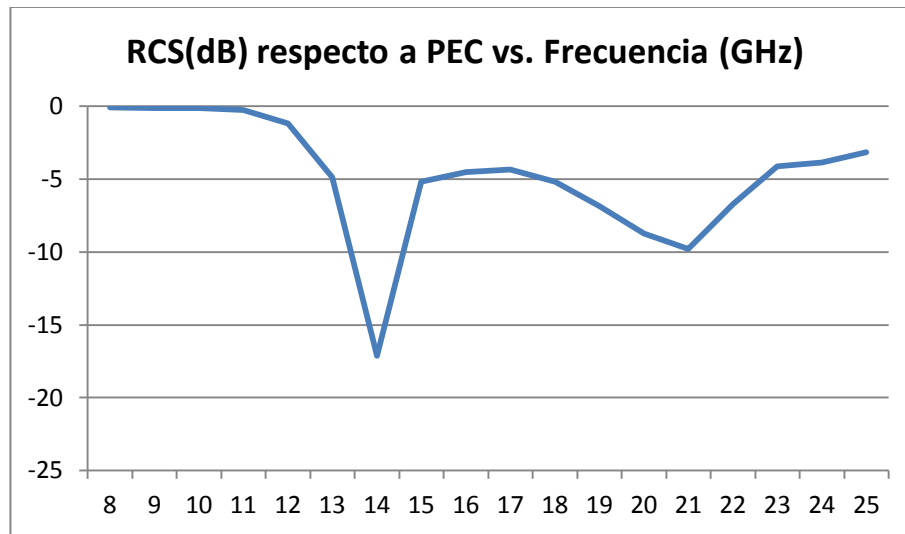


Figura 4.23. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 7%.

- Para $\theta = 70^\circ$

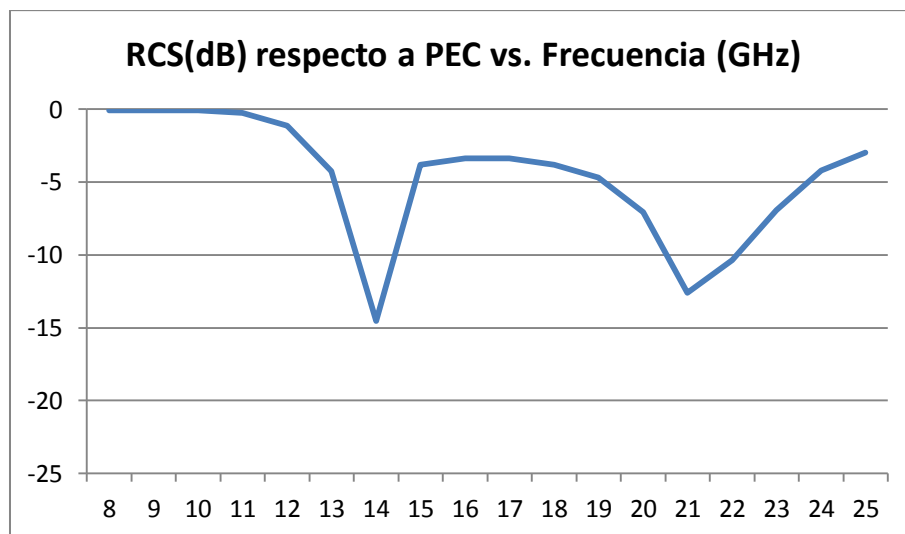


Figura 4.24. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 16%(En 2 rangos: a 14 y 21GHz).

- Para $\Theta = 80^\circ$

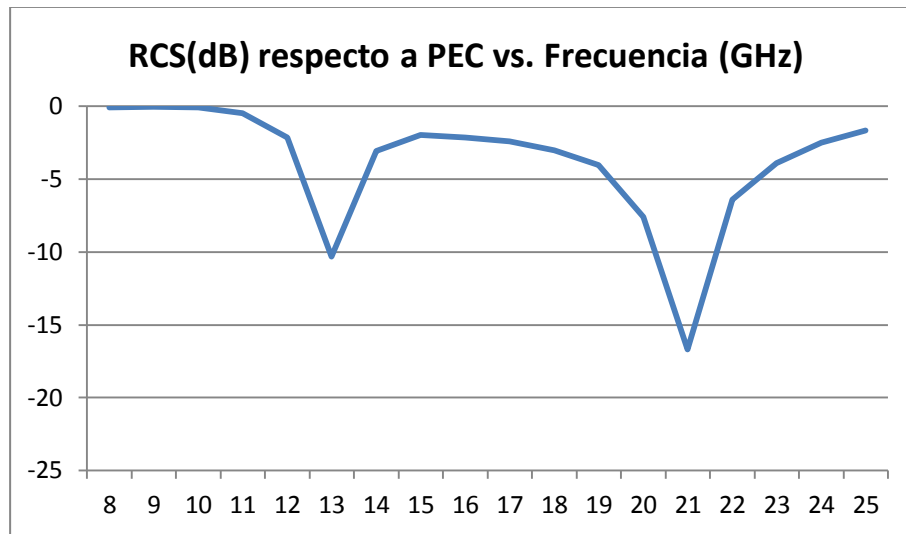


Figura 4.25. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 7%.

En la siguiente tabla resumen se indica el BWrelativo(%) para valores de Θ de 0° a 80° para el caso de reducción RCS por debajo de los 10dB y de 5dB:

	Angulo theta	0°	10°	20°	30°	40°	50°	60°	70°	80°
Reducción RCS<-10dB	BW(%)	41	41	41	37.5	25	12	7	16	7
Reducción RCS<-5dB	BW(%)	58	58	57	54	50	51	38	37	22

Tabla 4.1. BWrelativo para diferentes ángulos de incidencia Θ

Los valores recogidos en la tabla 4.1 muestran cómo al aumentar el ángulo de incidencia theta, el ancho de banda de funcionamiento disminuye considerablemente de un 41% inicial con incidencia normal a un 7% para un ángulo de incidencia $\Theta=80^\circ$, en el caso de reducción por debajo de 10dB.

Para una reducción por debajo de 5dB ocurre algo similar pero el BWrelativo se reduce considerablemente para un ángulo mayor ($\Theta=50^\circ$) y sólo se ve reducido a un 22% para $\Theta=80^\circ$.

En definitiva, el comportamiento de la estructura se ve deteriorado al aumentar el valor de Θ .

Además vemos así mismo a continuación, cómo varía la RCS en modelo 3D al aumentar theta.

- RCS 3D de la estructura "Chess" a 20GHz:
 - Para $\Theta = 0^\circ$:

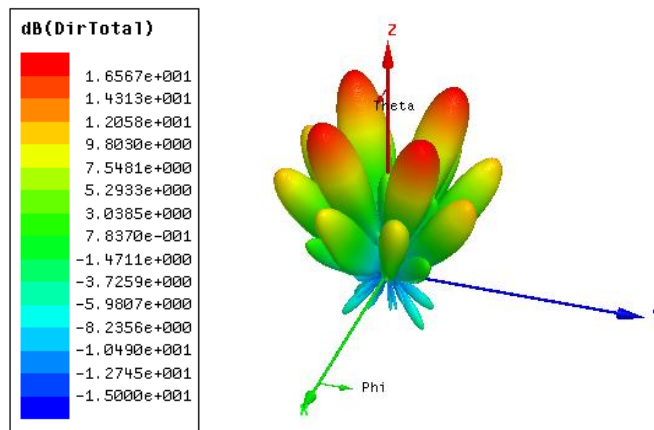


Figura 4.26. RCS 3D para 20GHz

- Para $\Theta = 40^\circ$

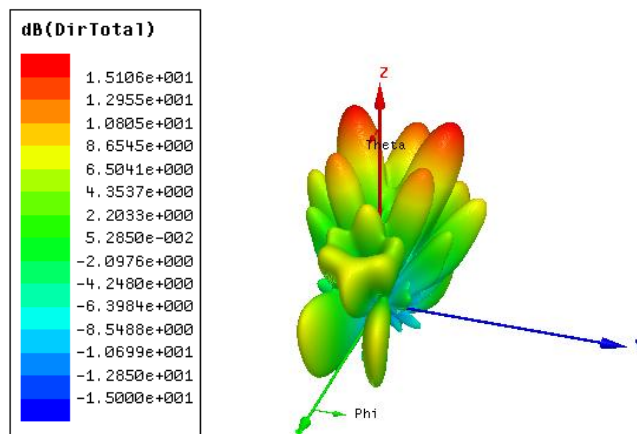


Figura 4.27. RCS 3D para 20GHz

- Para $\Theta = 80^\circ$

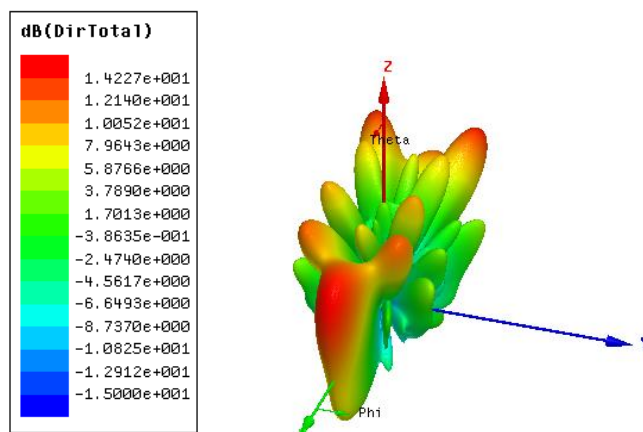


Figura 4.28. RCS 3D para 20GHz

La RCS aumenta en torno al ángulo de incidencia respecto al caso de incidencia normal donde se tiene baja reflexión (ya que la estructura trabaja correctamente radiando en otras direcciones). Esto es debido a la pérdida de simetría de la estructura al incidir con ángulo. Las reflexiones dejan de cancelarse unas con otras y se produce un aumento del valor de dicha reflexión en la dirección del ángulo theta de incidencia.

Se van a estudiar ahora para el caso de la estructura tipo “Chess”, dónde aparecen los GL y si el resultado se aproxima al valor teórico esperado para diferentes ángulos de incidencia Θ .

- Grating lobes para una frecuencia de 20GHz:
 - Para $\Theta_0 = 10^\circ$:
 - Para un valor teórico de $\Phi = \pm 30^\circ$ y $\Theta = \pm 28^\circ$, $\Phi = \pm 76^\circ$ y $\Theta = \pm 14^\circ$

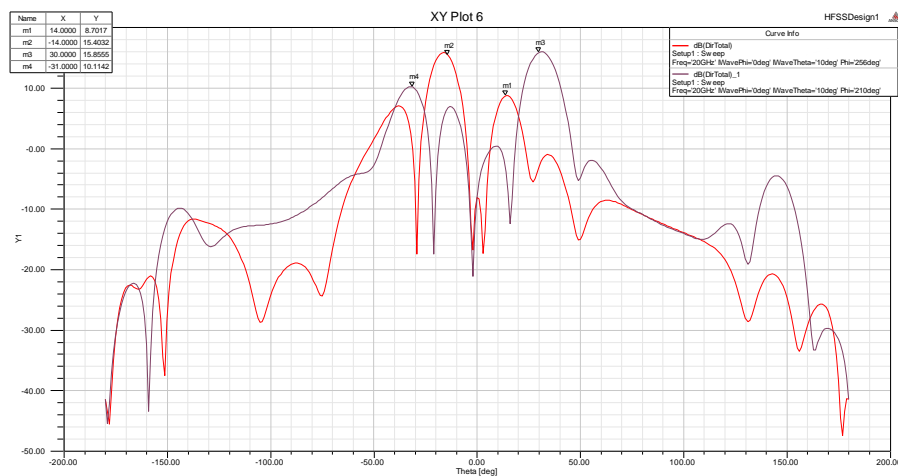


Figura 4.29. RCS en el plano phi=45°

Teóricamente se predicen lóbulos para $\Phi = \pm 30^\circ$ y $\Theta = \pm 28^\circ$, que aparecen en $\Theta = \pm 31^\circ$ y $\Phi = \pm 76^\circ$ y $\Theta = \pm 14^\circ$ que en simulación aparecen para $\Theta = \pm 14^\circ$.

- Para un valor teórico de $\Phi = \pm 15^\circ$ y $\Theta = \pm 63^\circ$, $\Phi = \pm 24^\circ$ y $\Theta = \pm 34^\circ$

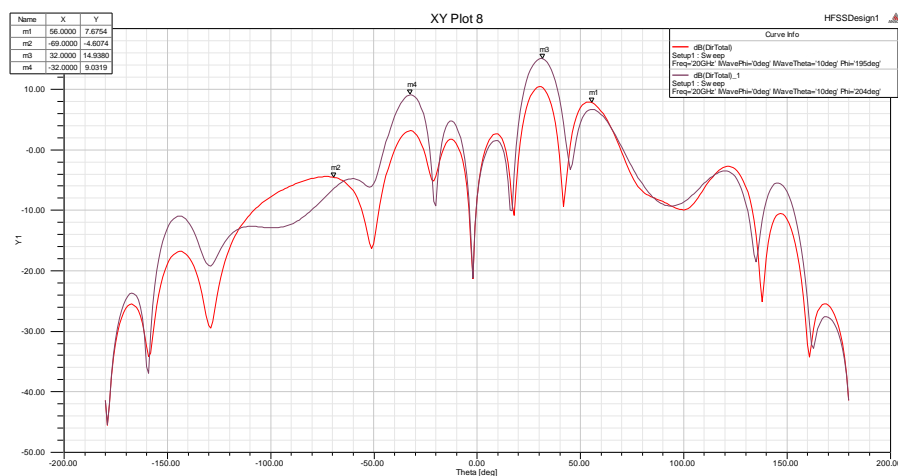


Figura 4.30. RCS en el plano phi=45°

Teóricamente se predicen lóbulos para $\Phi=\pm 15^\circ$ y $\Theta=\pm 63^\circ$, que aparecen en $\Theta=+55, -69$ y también se predicen en $\Phi=\pm 24^\circ$ y $\Theta=\pm 34^\circ$ que en simulación aparecen en $\Theta=\pm 32^\circ$.

- Para un valor teórico de $\Phi=\pm 60^\circ$ y $\Theta=\pm 53^\circ$, $\Phi=\pm 85^\circ$ y $\Theta=\pm 44^\circ$

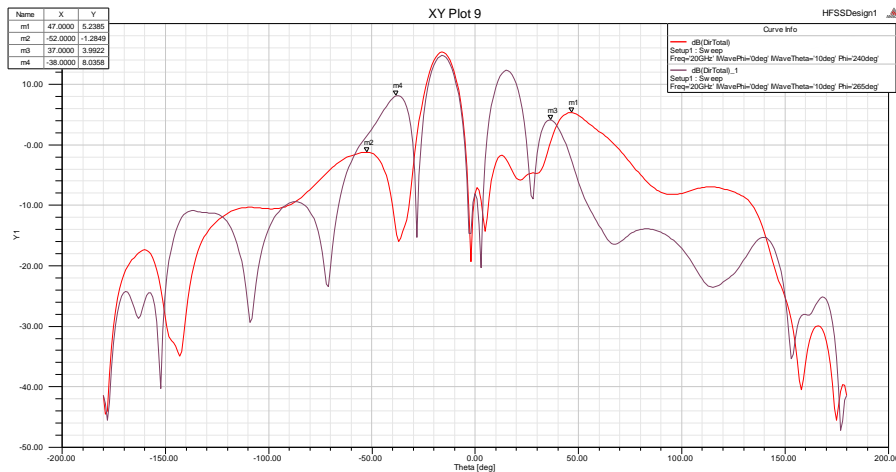


Figura 4.31. RCS en el plano phi=45°

Teóricamente se predicen lóbulos para $\Phi=\pm 60^\circ$ y $\Theta=\pm 53^\circ$, que aparecen en $\Theta=+47, -52$ y también se predice un lóbulo en $\Phi=\pm 85^\circ$ y $\Theta=\pm 44^\circ$ aunque en simulación aparecen para $\Theta=\pm 37^\circ$.

- Para $\Theta_0=20^\circ$:
- Para un valor teórico de $\phi=\pm 22^\circ$ y $\Theta=\pm 39^\circ$, $\Phi=\pm 64^\circ$ y $\Theta=\pm 15^\circ$

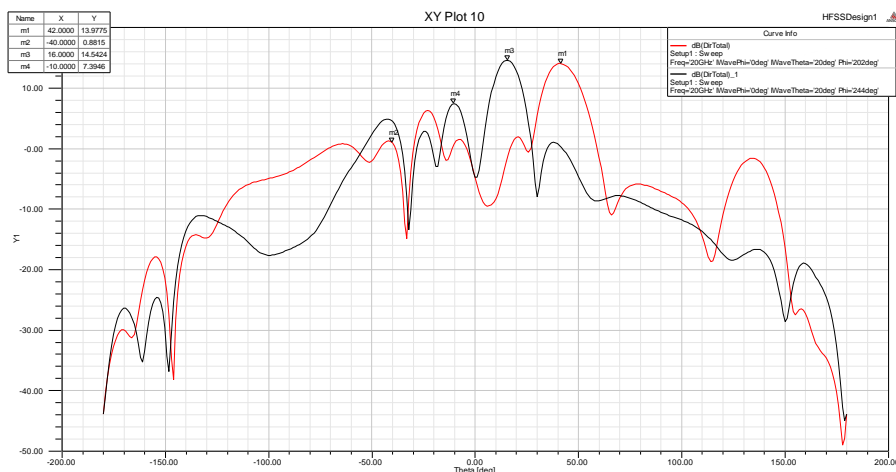


Figura 4.32. RCS en el plano phi=45°

Teóricamente se predicen lóbulos para $\Phi=\pm 22^\circ$ y $\Theta=\pm 39^\circ$, que en simulación aparecen para $\Theta=+42, -40$ y se predice igualmente GL en $\Phi=\pm 64^\circ$ y $\Theta=\pm 15^\circ$ que en simulación se sitúan en $\Theta=+16^\circ, -10^\circ$.

- Para $\Theta_0 = 30^\circ$:
- Para un valor teórico de $\Phi = \pm 18^\circ$ y $\Theta = \pm 50^\circ$, $\Phi = \pm 40^\circ$ y $\Theta = \pm 21^\circ$

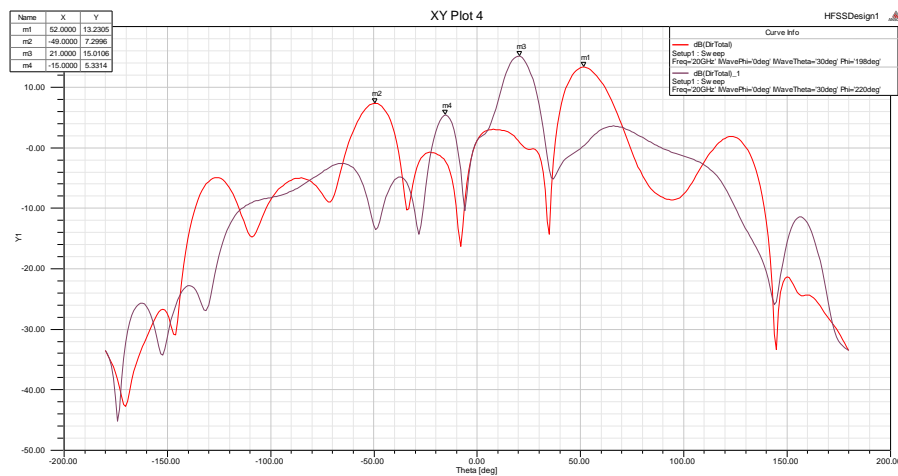


Figura 4.33. RCS en el plano $\phi=45^\circ$

Teóricamente se predicen lóbulos para $\Phi = \pm 18^\circ$ y $\Theta = \pm 50^\circ$, que aparecen en $\Theta = +52, -49$ y también se predicen en $\Phi = \pm 40^\circ$ y $\Theta = \pm 21^\circ$, que en simulación aparecen para $\Theta = +21^\circ, -15^\circ$.

- Para $\Theta_0 = 40^\circ$:
- Para un valor teórico de $\Phi = \pm 15^\circ$ y $\Theta = \pm 65^\circ$, $\Phi = \pm 29^\circ$ y $\Theta = \pm 28^\circ$

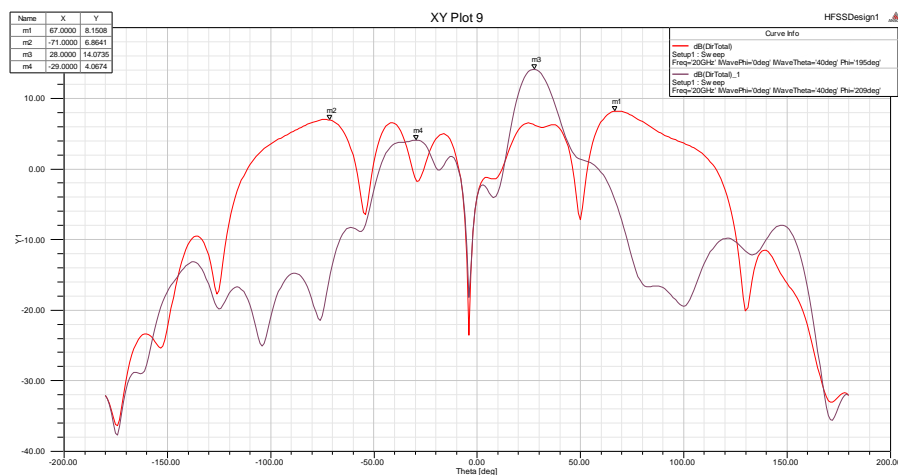


Figura 4.34. RCS en el plano $\phi=45^\circ$

Teóricamente se predicen lóbulos para $\Phi = \pm 15^\circ$ y $\Theta = \pm 65^\circ$, que en simulación aparecen para $\Theta = +67, -71^\circ$ y otro a $\Phi = \pm 29^\circ$ y $\Theta = \pm 28^\circ$ que en simulación se sitúa a $\Theta = +28^\circ, -29^\circ$.

A continuación, se muestra en una tabla los resultados teóricos y de simulación para la posición de los GL para diferentes ángulos de incidencia:

	GL teóricos	GL simulación
$\Theta_0=0^\circ$	$\Phi=45^\circ$ y $\Theta=\pm 19^\circ$	$\Phi=45^\circ$ y $\Theta=\pm 22^\circ$
	$\Phi=\pm 71^\circ$ y $\Theta=\pm 48^\circ$	$\Phi=\pm 71^\circ$ y $\Theta=\pm 43^\circ$
	$\Phi=\pm 20^\circ$ y $\Theta=\pm 48^\circ$	$\Phi=\pm 20^\circ$ y $\Theta=\pm 42^\circ$
$\Theta_0=10^\circ$	$\Phi=\pm 30^\circ$ y $\Theta=\pm 28^\circ$	$\Phi=\pm 30^\circ$ y $\Theta=\pm 31^\circ$
	$\Phi=\pm 76^\circ$ y $\Theta=\pm 14^\circ$	$\Phi=\pm 76^\circ$ y $\Theta=\pm 14^\circ$
	$\Phi=\pm 15^\circ$ y $\Theta=\pm 63^\circ$	$\Phi=\pm 15^\circ$ y $\Theta=\pm 55, -69^\circ$
	$\Phi=\pm 24^\circ$ y $\Theta=\pm 34^\circ$	$\Phi=\pm 24^\circ$ y $\Theta=\pm 32^\circ$
	$\Phi=\pm 60^\circ$ y $\Theta=\pm 53^\circ$	$\Phi=\pm 60^\circ$ y $\Theta=\pm 47, -52^\circ$
	$\Phi=\pm 85^\circ$ y $\Theta=\pm 44^\circ$	$\Phi=\pm 85^\circ$ y $\Theta=\pm 37^\circ$
$\Theta_0=20^\circ$	$\Phi=\pm 22^\circ$ y $\Theta=\pm 39^\circ$	$\Phi=\pm 22^\circ$ y $\Theta=\pm 42, -40^\circ$
	$\Phi=\pm 64^\circ$ y $\Theta=\pm 15^\circ$	$\Phi=\pm 64^\circ$ y $\Theta=\pm 16, -10^\circ$
$\Theta_0=30^\circ$	$\Phi=\pm 18^\circ$ y $\Theta=\pm 50^\circ$	$\Phi=\pm 18^\circ$ y $\Theta=\pm 52, -49^\circ$
	$\Phi=\pm 40^\circ$ y $\Theta=\pm 21^\circ$	$\Phi=\pm 40^\circ$ y $\Theta=\pm 21, -15^\circ$
$\Theta_0=40^\circ$	$\Phi=\pm 15^\circ$ y $\Theta=\pm 65^\circ$	$\Phi=\pm 15^\circ$ y $\Theta=\pm 67, -71^\circ$
	$\Phi=\pm 29^\circ$ y $\Theta=\pm 28^\circ$	$\Phi=\pm 29^\circ$ y $\Theta=\pm 28, -29^\circ$

Tabla 4.2. GL teóricos y simulados

De la tabla 4.2 se extrae que los valores teóricos y simulados se aproximan bastante aunque es evidente que en los valores de simulación, al aumentar el ángulo de incidencia, se pierde la simetría de los lóbulos.

4.3.2. Variación del ángulo phi

En esta sección se va a analizar la reducción RCS de la estructura tipo “Chess” para diferentes ángulos de incidencia Φ . El valor de Φ irá desde 0° hasta un máximo de 80° en intervalos de 10° . No obstante, dado que las variaciones de Φ no producen gran cambio en los resultados, se proponen a continuación 3 casos: $\Phi=0, 40, 70^\circ$.

Además, también se analizará el efecto de un incremento de theta para cada uno de los valores phi indicados.

$\Theta=0^\circ$	$\Theta=10^\circ$	$\Theta=20^\circ$	$\Theta=40^\circ$	$\Theta=50^\circ$
$\Phi=0, 40, 70^\circ$	$\Phi=0, 40, 70^\circ$	$\Phi=0, 40, 70^\circ$	$\Phi=0, 40, 70^\circ$	$\Phi=0, 40, 70^\circ$

Tabla 4.3. casos de estudio para variaciones de phi

Se calculará el BW relativo para cada uno de los casos simulados con el fin de analizar cómo la estructura empeora su comportamiento al aumentar el ángulo incidente.

- Gráficas de RCS(dB) vs. Frecuencia(GHz) para la estructura “Chess” respecto a un PEC de similares dimensiones:

- Para $\Theta = 0^\circ$:
 - $\Phi = 0^\circ$

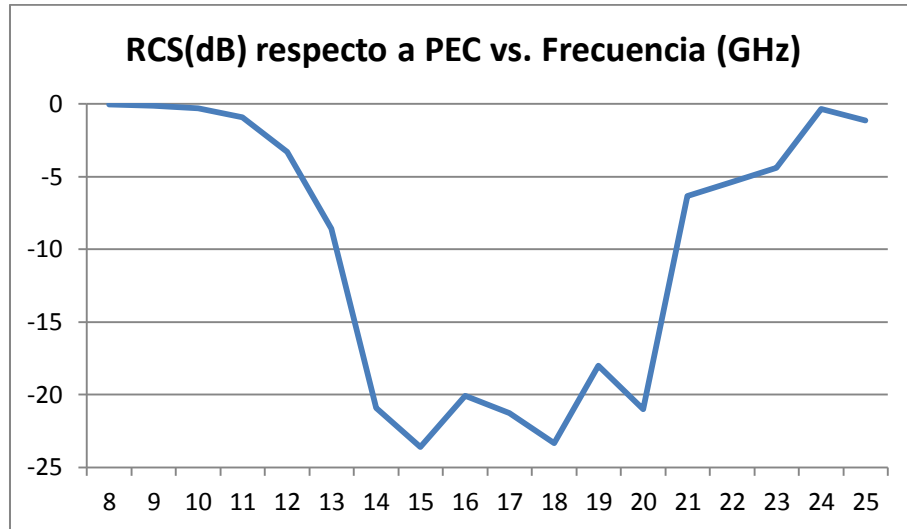


Figura 4.35. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 41%.

- $\Phi = 40^\circ$

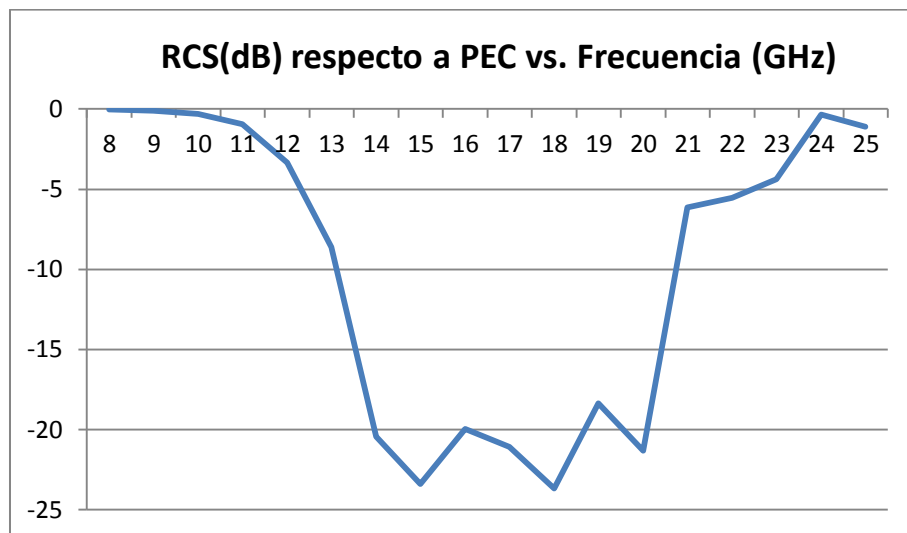


Figura 4.36. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 41%.

○ $\Phi = 70^\circ$

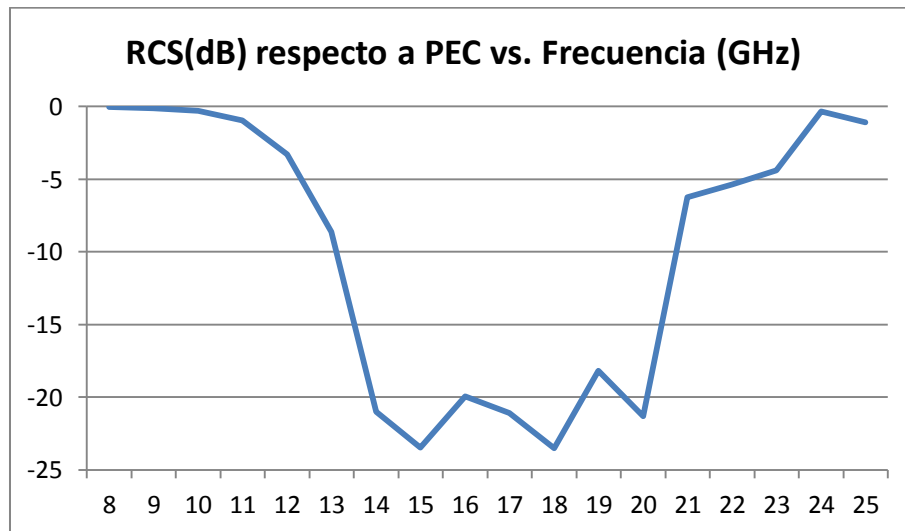


Figura 4.37. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 41%.

- Para $\Theta = 10^\circ$:

○ $\Phi = 0^\circ$

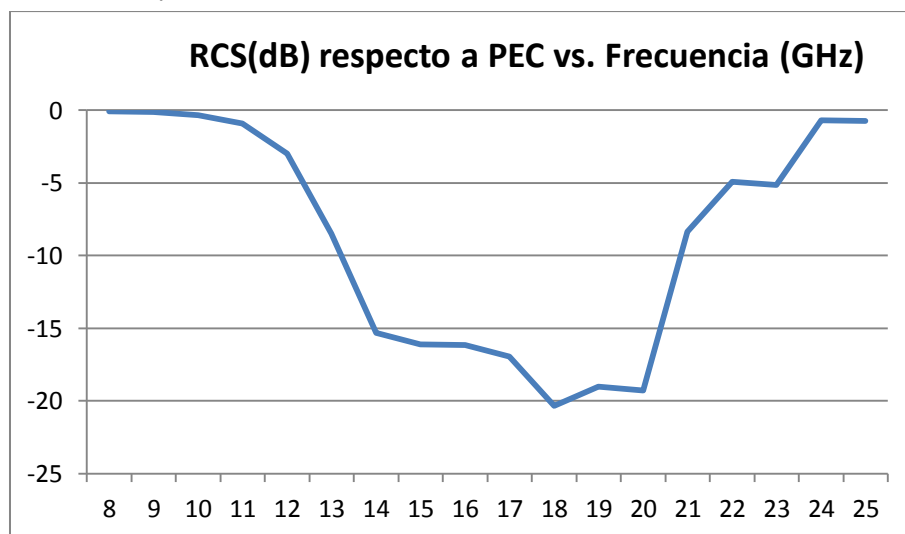


Figura 4.38. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 41%.

○ $\Phi = 40^\circ$

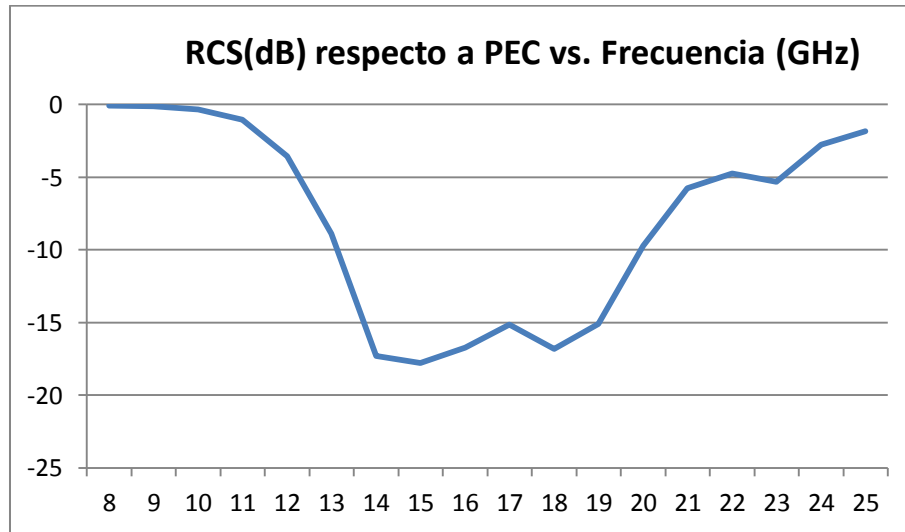


Figura 4.39. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 25% (con algún valor en torno a -9dB).

○ $\Phi = 70^\circ$

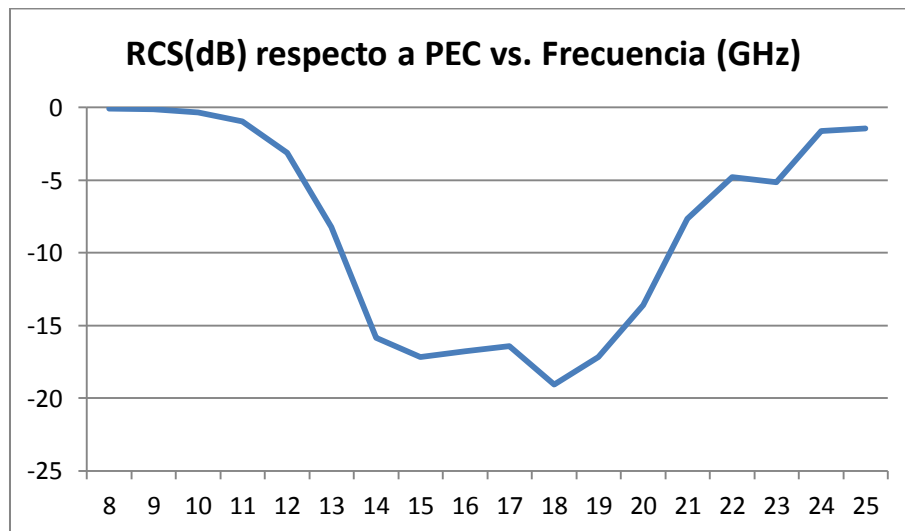


Figura 4.40. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 16%(En 2 rangos:a 14 y 21GHz).

- Para $\Theta = 20^\circ$:

○ $\Phi = 0^\circ$

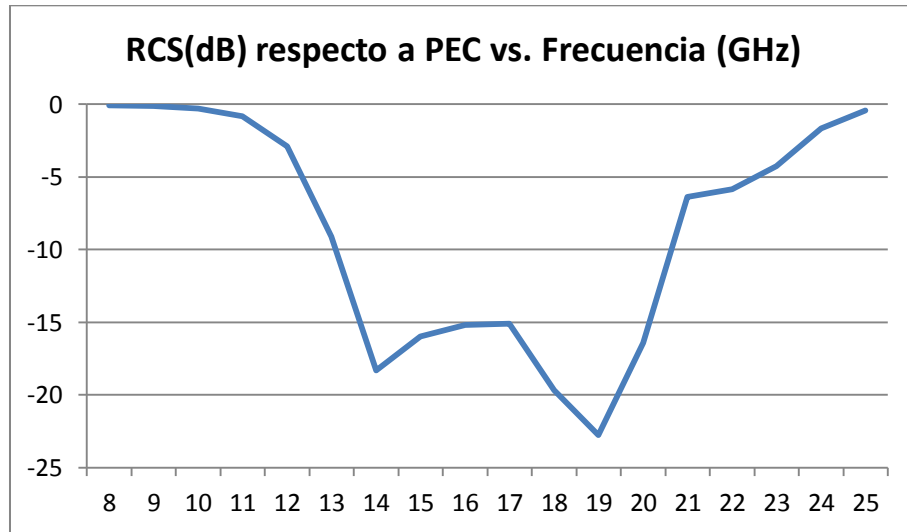


Figura 4.41. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 41%.

○ $\Phi = 40^\circ$

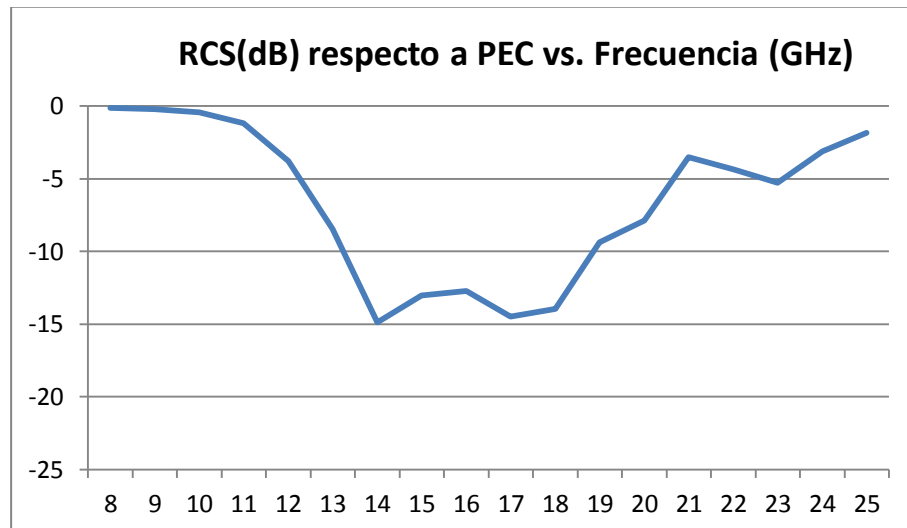


Figura 4.42. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 33%.

- $\Phi = 70^\circ$

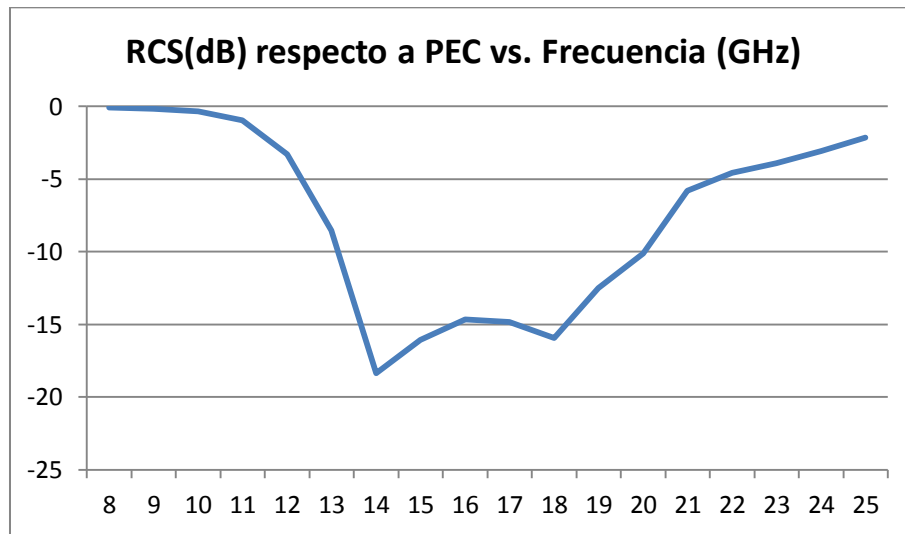


Figura 4.43. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 41%.

- Para $\Theta = 40^\circ$:

- $\Phi = 0^\circ$

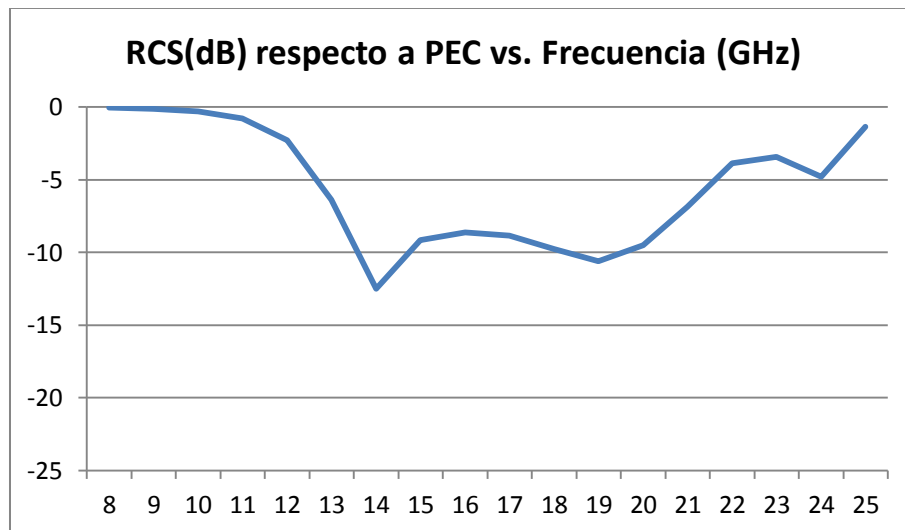


Figura 4.44. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 12%.

○ $\Phi = 40^\circ$

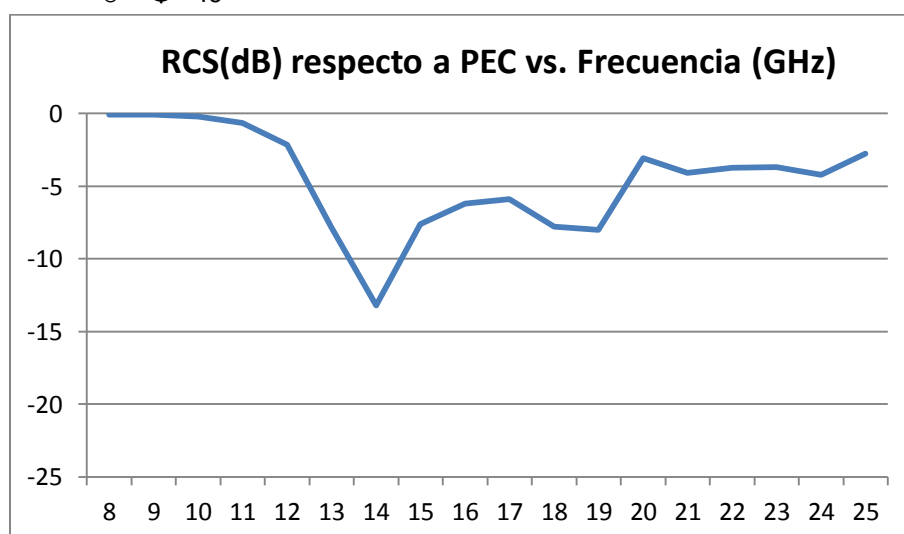


Figura 4.45. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 7%.

○ $\Phi = 70^\circ$

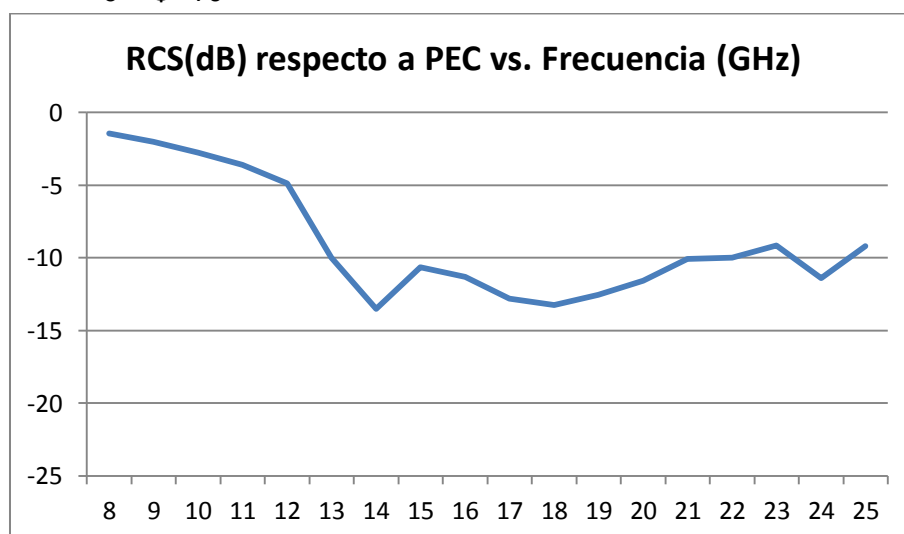


Figura 4.46. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 40%.

- Para $\Theta = 50^\circ$:

○ $\Phi = 0^\circ$

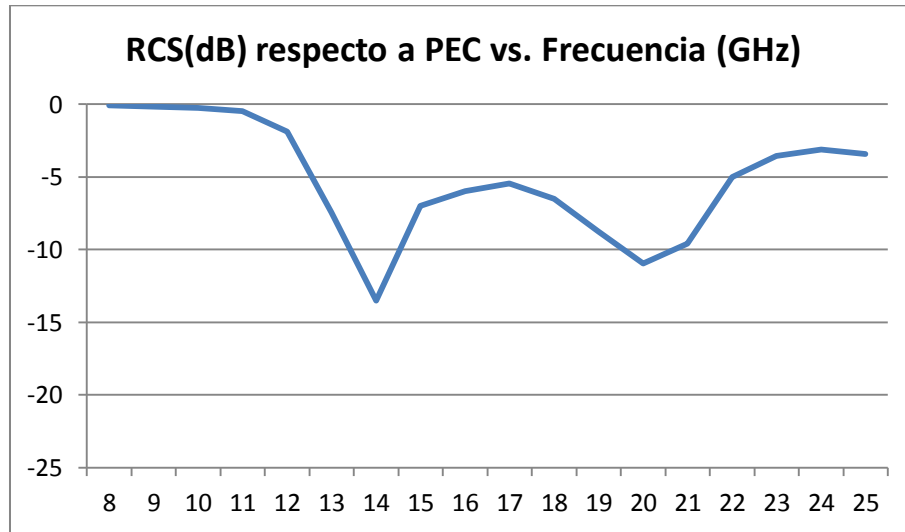


Figura 4.47. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 12%.

○ $\Phi = 40^\circ$

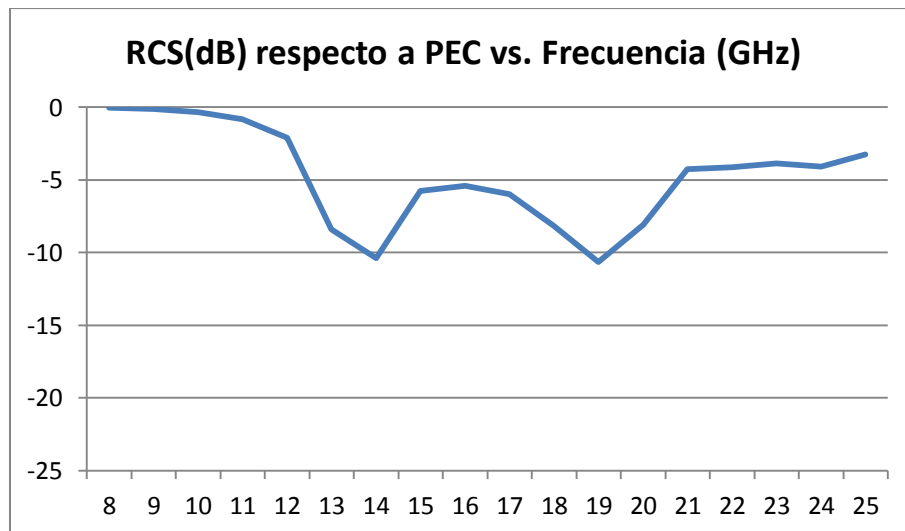


Figura 4.48. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 7%.

○ $\Phi = 70^\circ$

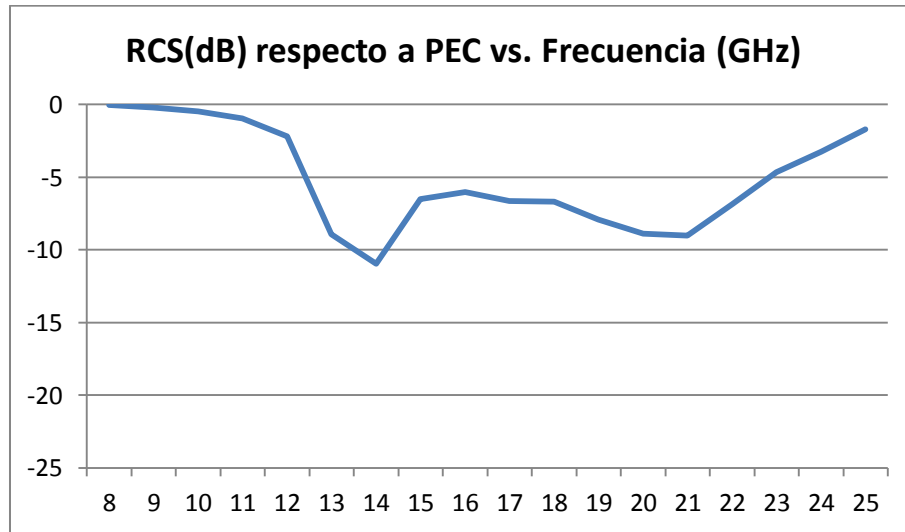


Figura 4.49. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 7%.

En la siguiente tabla resumen se recogen los BWrelativo(%) para valores de Phi de 0° a 80° para los diferentes casos de theta:

Con $\Theta=0^\circ$:

Angulo Phi	0°	10°	20°	30°	40°	50°	60°	70°	80°
BW(%)	41	41	41	41	41	41	41	41	41

Tabla 4.4. BWrelativo(%) para variaciones de Φ en $\Theta=0^\circ$

Con $\Theta=10^\circ$:

Angulo Phi	0°	10°	20°	30°	40°	50°	60°	70°	80°
BW(%)	41	41	41	41	41	41	41	41	41

Tabla 4.5. BWrelativo(%) para variaciones de Φ en $\Theta=10^\circ$

Con $\Theta=20^\circ$:

Angulo Phi	0°	10°	20°	30°	40°	50°	60°	70°	80°
BW(%)	41	41	41	33	33	33	33	41	41

Tabla 4.6. BWrelativo(%) para variaciones de Φ en $\Theta=20^\circ$

Para valores de theta de hasta 20° :

- La variación del ángulo “phi” de la onda incidente, no modifica prácticamente los resultados de directividad para cierta “theta” constante. Si es cierto que aumenta el valor de directividad para ciertos valores de phi, pero se mantiene por debajo del valor deseado de -10dB.

- La variación del ángulo “theta” de la onda incidente hace que para cierto valor de “phi”, al aumentar “theta” empeora el comportamiento de la estructura Chess (Ej: para “phi”=50°, al pasar de “theta”=0° a 20°, la directividad pasa de valores en torno a -20dB a -15dB).

Con $\Theta=40^\circ$:

Angulo Phi	0°	10°	20°	30°	40°	50°	60°	70°	80°
BW(%)	12	7	7	12	7	7	12	40	-

Tabla 4.7. BWrelativo(%) para variaciones de Φ en $\Theta=40^\circ$

Con $\Theta=50^\circ$:

Angulo Phi	0°	10°	20°	30°	40°	50°	60°	70°	80°
BW(%)	12	12	7	12	7	7	7	7	12

Tabla 4.8. BWrelativo(%) para variaciones de Φ en $\Theta=50^\circ$

Para valores más altos del ángulo de incidencia theta:

- El ancho de banda relativo se ve muy reducido respecto al caso de incidencia normal.
- En cuanto a la variación del ángulo phi, el aumento de este no necesariamente implica una disminución del BW. Varía de unos valores a otros.

Vistos los resultados recogidos en la tabla 4.1 del apartado 4.3.1 y las tablas 4.4, 4.5, 4.6, 4.7 y 4.8 queda evidenciado que la variación de phi no supone gran cambio en el comportamiento de la estructura, mientras un aumento de theta es crítico. El BWrelativo se reduce considerablemente con el aumento de theta.

Además vemos así mismo a continuación, la RCS en modelo 3D al variar phi del caso de $\Phi=0^\circ$ a $\Phi=70^\circ$ para el caso de $\Theta=0^\circ$ y $\Theta=40^\circ$ a 20GHz.

- RCS 3D de la estructura “Chess” a 20GHz:

- Para $\Theta=0^\circ$:
- $\Phi=0^\circ$

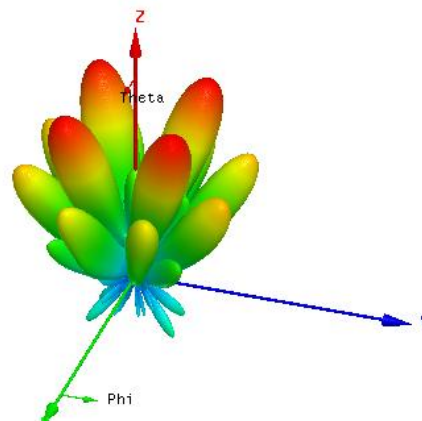
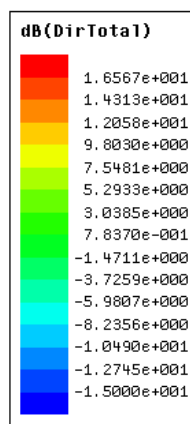


Figura 4.50. RCS 3D para 20GHz

- $\Phi = 70^\circ$

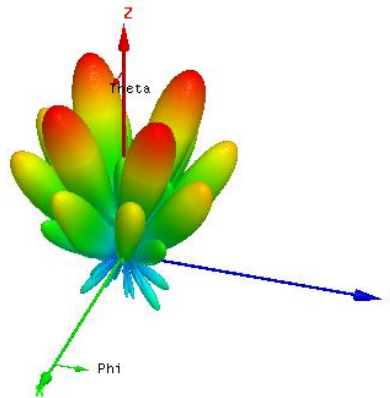
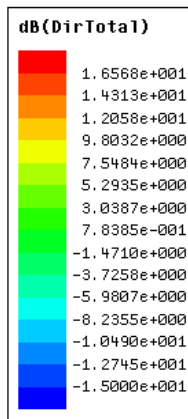


Figura 4.51. RCS 3D para 20GHz

La RCS a penas varía al variar el ángulo phi para theta=0°.

- Para $\Theta=40^\circ$:
- $\Phi = 0^\circ$

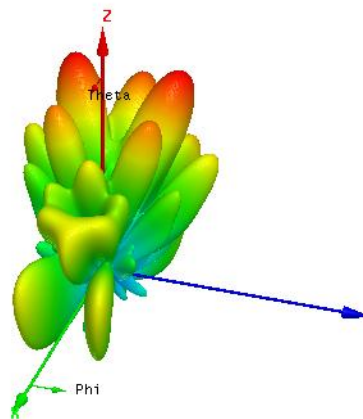
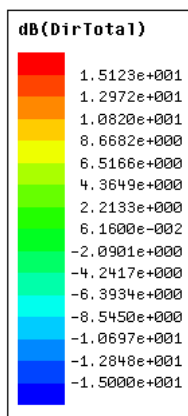


Figura 4.52. RCS 3D para 20GHz

- $\Phi = 70^\circ$

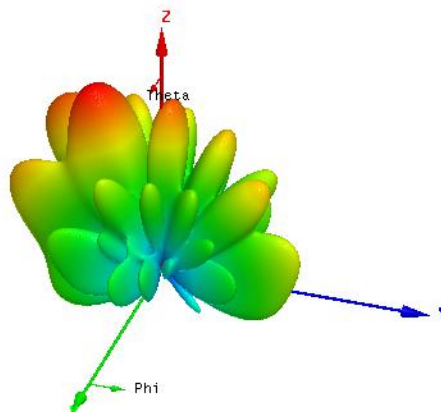
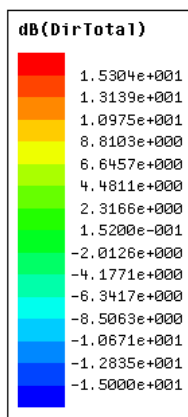


Figura 4.53. RCS 3D para 20GHz

En este caso de theta=40°, el diagrama de la RCS varía notablemente al aumentar el valor de phi.

5. Fabricación

5.1. Rediseño de la estructura

Para llevar a cabo la fabricación de la estructura diseñada, es necesario modificar las dimensiones de ésta. Este rediseño de la estructura se llevo a cabo para adaptar el grosor de sustrato a 1.6mm ya que ese grosor es el que se encuentra disponible en los laboratorios de la Universidad Pública de Navarra.

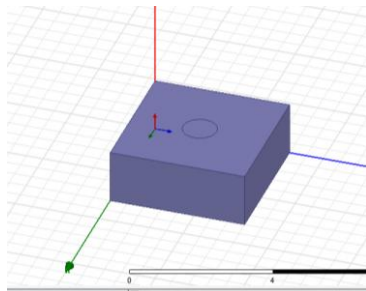
5.1.1. Presentación

El sustrato con que inicialmente se trabajo en las simulaciones, FR4 de permitividad relativa 4.3 y grosor 1.905mm; se sustituye por otro de similares características pero de un grosor de 1.6mm.

El cambio en el sustrato, supone por consiguiente un cambio en otros parámetros del diseño para conseguir el comportamiento más óptimo en el mayor ancho de banda.

La nueva estructura tendrá las siguientes dimensiones:

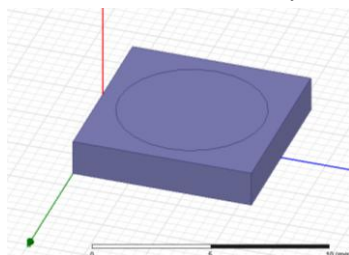
- La celda de menor tamaño:



Tienen unas dimensiones de 4x4mm con una base metálica PEC, con un sustrato de grosor 1.6mm y circunferencia metálica sobre el sustrato de radio 1mm.

Figura 5.1. Celda unidad 4x4x1.6mm en HFSS

- La celda de mayor tamaño:



Tiene unas dimensiones de 8x8mm con una base metálica PEC, con un sustrato de grosor 1.6mm y circunferencia metálica sobre el sustrato de radio 2.5mm.

Figura 5.2. Celda unidad 8x8x1.6mm en HFSS

Una vez efectuados los cambios, se estudia el comportamiento del nuevo diseño. La simulación muestra los resultados en cuanto a reducción RCS.

5.1.2. Reducción RCS en incidencia normal

Se usará de nuevo el software de simulación HFSS para ver cómo es la RCS 3D y el valor RCS en función de la frecuencia respecto a un PEC (tomado de referencia) de similares dimensiones a la estructura "Chess". Se observará así la reducción de dicho valor RCS.

- Gráfica de RCS(dB) vs. Frecuencia(GHz) para la estructura "Chess" respecto a un PEC de similares dimensiones:

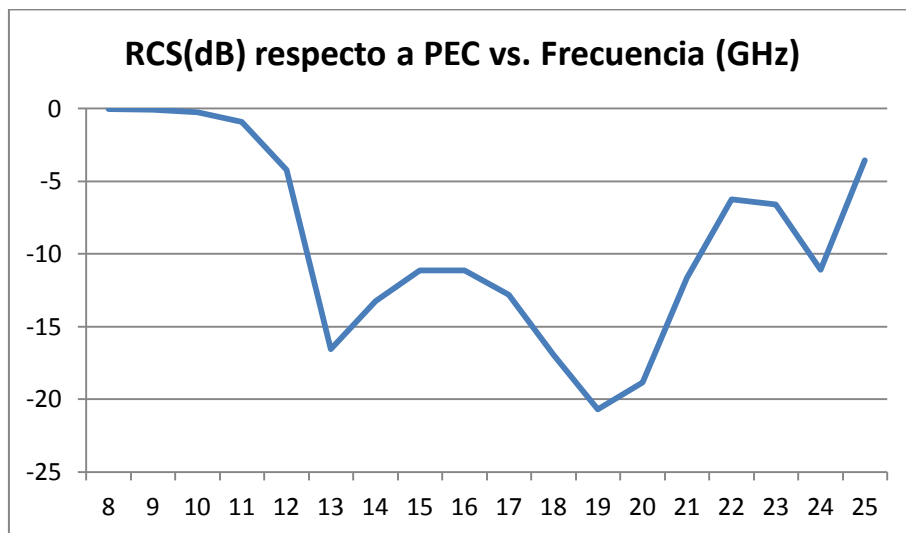


Figura 5.3. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

La gráfica muestra un BWrelativo(%) donde el RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC de 51%. Este valor es superior al del diseño con grosor 1.905mm pero con el inconveniente de que la reducción RCS es menor en el intervalo de trabajo.

A continuación, se analiza la RCS en 3D a una frecuencia de 20GHz que es la frecuencia a la que se produce la mayor reducción:

- RCS de la estructura "Chess" en 3D a 20GHz:

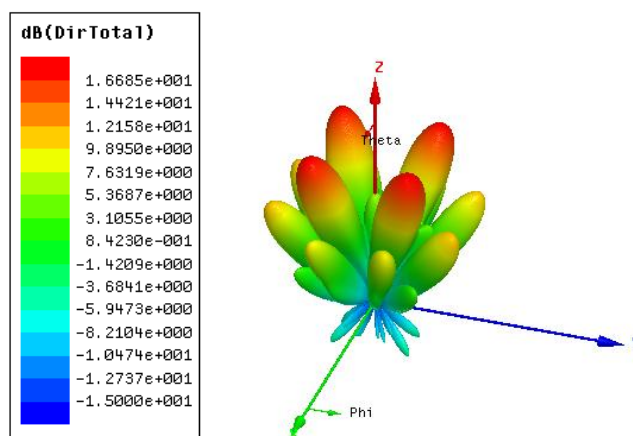


Figura 5.4. RCS 3D para 20GHz

Si se observa el comportamiento para diferentes planos:

- El valor RCS realizando cortes para $\Phi=0, 45$ y 90° :

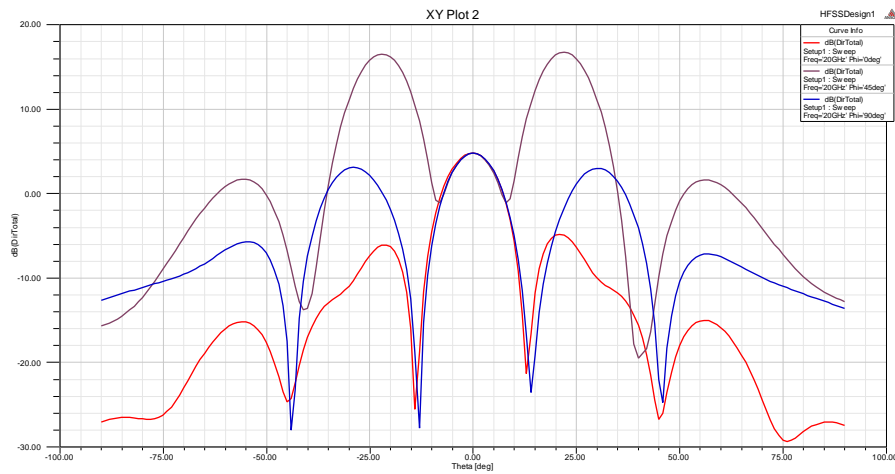


Figura 5.4. RCS para cortes en $\phi=0, 45, 90^\circ$

De la figura 5.4 se extrae que los mayores lóbulos se encuentran en el plano de 45° , donde se localizan los GL.

En cuanto a los “grating lobes” de este nuevo diseño, las posiciones a las que se encuentran son las mismas que en el diseño anterior, mostradas en la tabla 4.2 de la sección 4.3.1. Ello se debe a que el nuevo diseño mantiene la misma periodicidad.

5.1.3. Reducción RCS para diferentes ángulos de incidencia

5.1.3.1. Variación del ángulo theta

En esta sección se va a analizar la reducción RCS de la estructura tipo “Chess” para diferentes ángulos de incidencia Θ . El valor de Θ irá desde 0° hasta un máximo de 80° en intervalos de 10° .

Se calculará el $BW_{relativo}$ para cada uno de los casos simulados con el fin de analizar cómo la estructura empeora su comportamiento al aumentar el ángulo incidente.

- Gráficas de RCS(dB) vs. Frecuencia(GHz) para la estructura “Chess” respecto a un PEC de similares dimensiones
 - Para $\Theta=0^\circ$

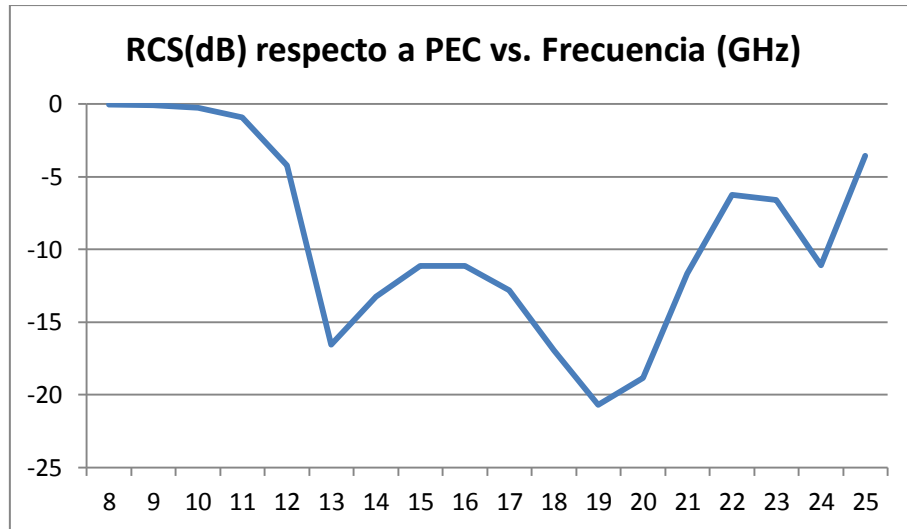


Figura 5.5. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo BWrelativo(%) donde la Reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC de 51%.

- Para $\Theta=10^\circ$

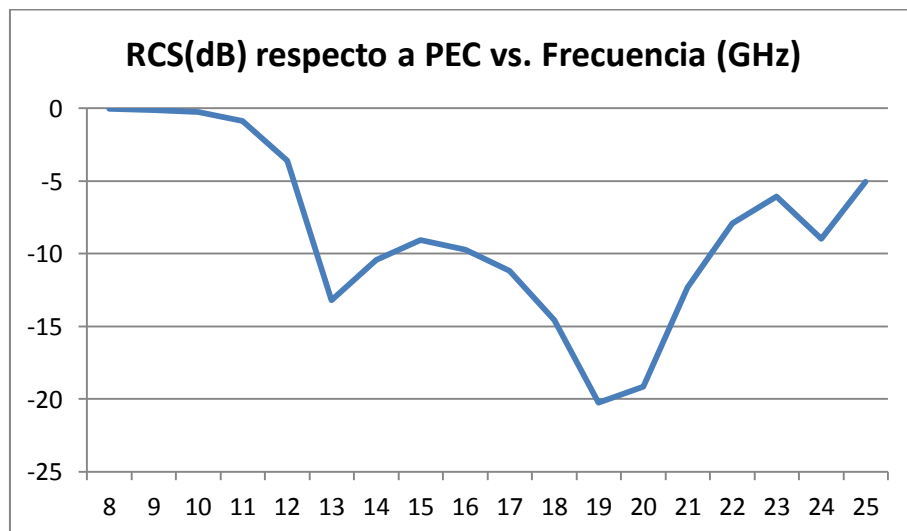


Figura 5.6. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la Reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC de 41%.

- Para $\theta=20^\circ$

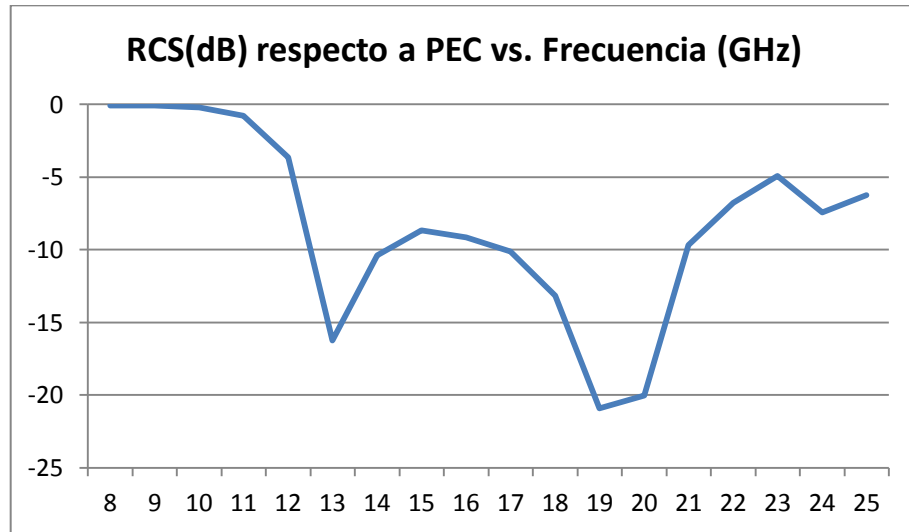


Figura 5.7. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la Reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC de 37%.

- Para $\theta=30^\circ$

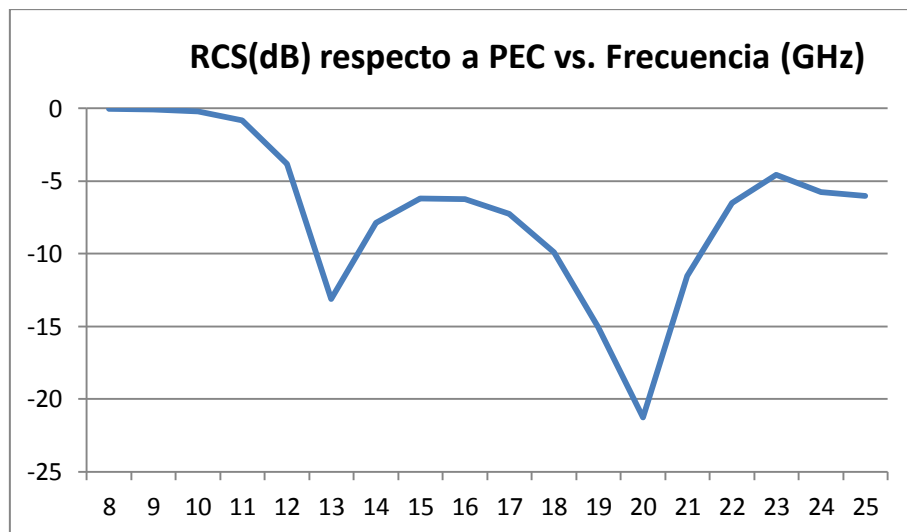


Figura 5.8. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la Reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC de 23%.

- Para $\Theta=40^\circ$

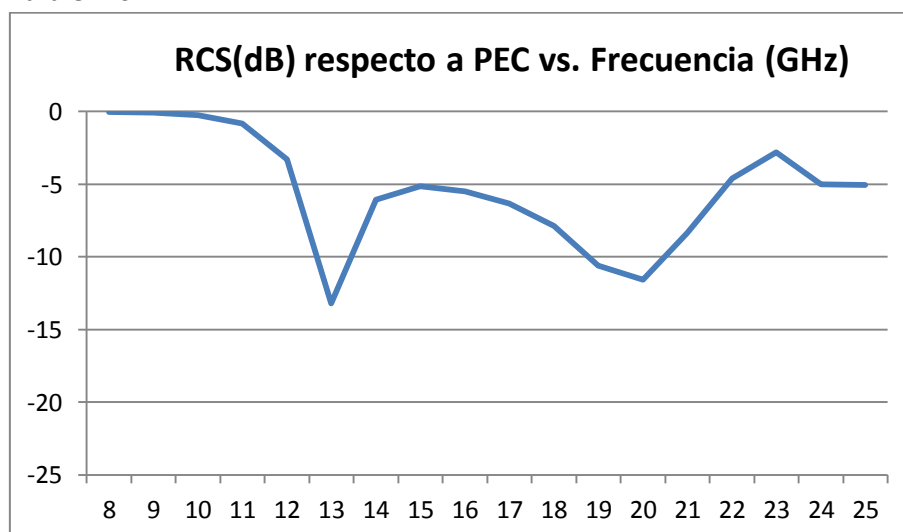


Figura 5.9. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la Reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC de 18%.

- Para $\Theta=50^\circ$

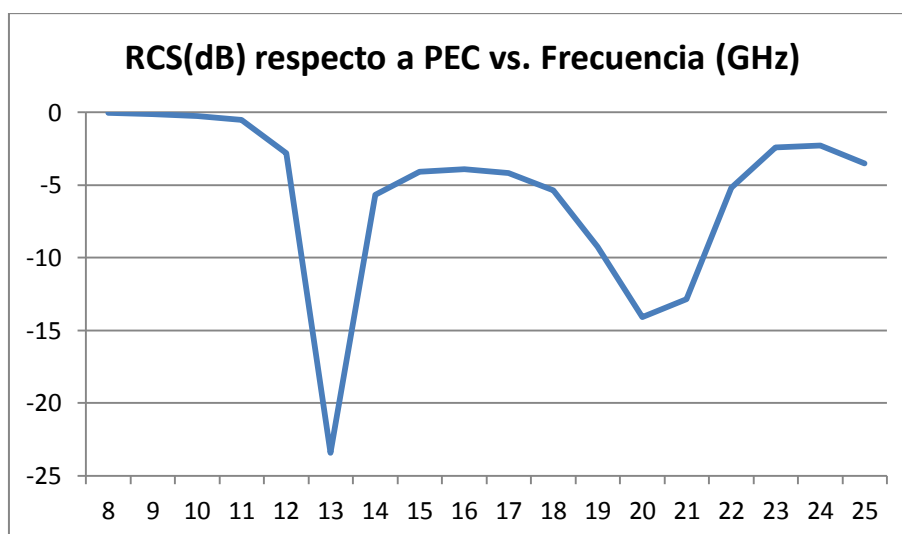


Figura 5.10. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la Reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC de 17%.

- Para $\theta=60^\circ$

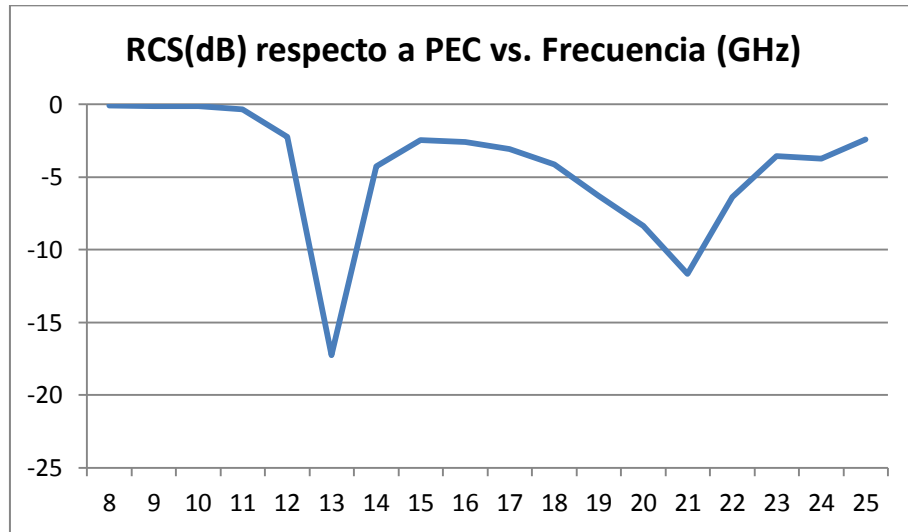


Figura 5.11. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la Reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC de 13%.

- Para $\theta=70^\circ$

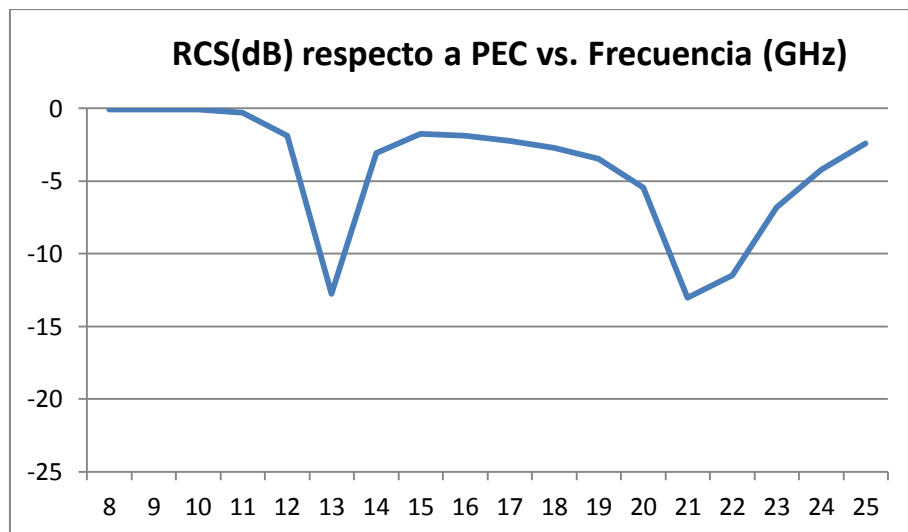


Figura 5.12. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la Reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC de 17%.

- Para $\theta=80^\circ$

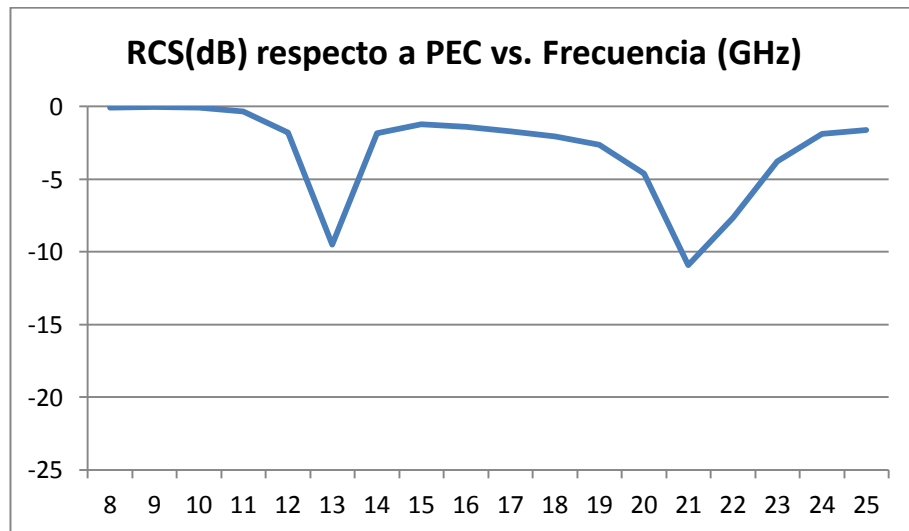


Figura 5.13. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la Reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC de 5%.

En la siguiente tabla resumen se indica el BWrelativo(%) para valores de θ de 0° a 80° para el caso de reducción RCS por debajo de los 10dB y de 5dB:

	Angulo theta	0°	10°	20°	30°	40°	50°	60°	70°	80°
Reducción RCS<-10dB	BW(%)	51	41	37	23	18	17	13	17	5
Reducción RCS<-5dB	BW(%)	70	70	70	70	59	39	35	32	24

Tabla 5.1. BWrelativo para diferentes ángulos de incidencia θ

El ancho de banda se reduce al incrementar el valor del ángulo theta.

En comparación con la primera estructura presentada para un grosor de sustrato de 1.905mm, para el caso de reducción por debajo de 10dB, el BWrelativo para incidencia normal es superior con un 51% respecto al 41% de la otra estructura. No obstante, el incremento del ángulo theta supone un mayor inconveniente para esta estructura de grosor de sustrato de 1.6mm ya que la reducción de BW se produce de forma más pronunciada. Por ejemplo para un ángulo theta de 30° hemos pasado de un 37.5% de BW relativo a un 23%.

Además vemos así mismo a continuación, cómo varía la RCS en modelo 3D al aumentar theta para los casos $\theta = 0, 40, 80^\circ$.

▪ RCS 3D de la estructura "Chess" a 20GHz:

- Para $\Theta = 0^\circ$:

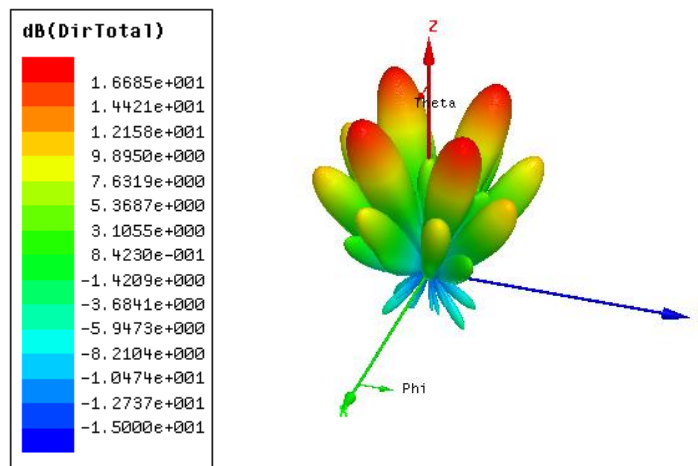


Figura 5.14. RCS 3D para 20GHz

- Para $\Theta = 40^\circ$:

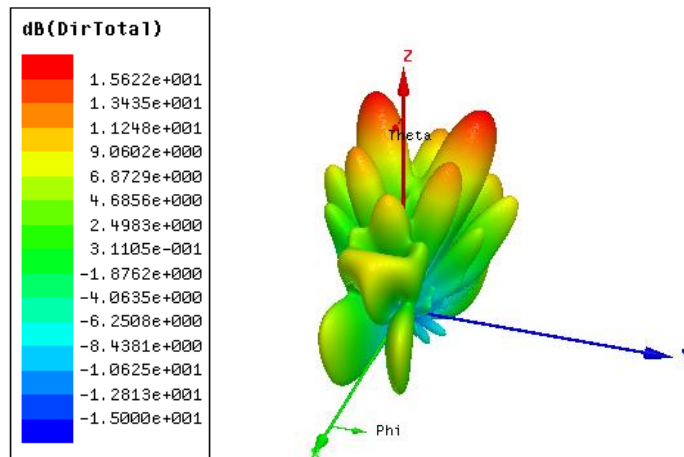


Figura 5.15. RCS 3D para 20GHz

- Para $\Theta = 80^\circ$:

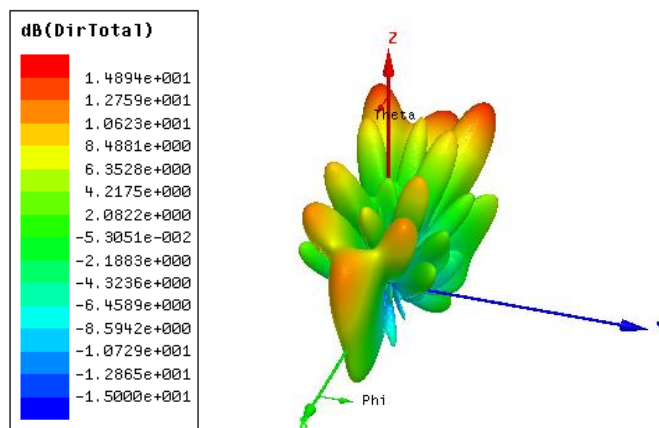


Figura 4.16. RCS 3D para 20GHz

El valor de la reflexión aumenta en torno al ángulo de incidencia. Del caso de incidencia normal donde se tiene baja RCS (ya que la estructura trabaja correctamente radiando en otras direcciones), se produce un aumento del valor de dicha RCS al aumentar el ángulo theta de incidencia.

5.1.3.2. Variación del ángulo phi

En esta sección se va a analizar la reducción RCS de la estructura tipo “Chess” para diferentes ángulos de incidencia Φ . El valor de Φ irá desde 0° hasta un máximo de 80° en intervalos de 10° . No obstante, dado que las variaciones de Φ no producen gran cambio en los resultados, se proponen a continuación 2 casos: $\Phi=0^\circ$, 70° .

Además, también se analizará el efecto de un incremento de theta para cada uno de los valores phi indicados.

$\Theta=0^\circ$		$\Theta=10^\circ$		$\Theta=20^\circ$		$\Theta=40^\circ$	
$\phi=0^\circ$	$\phi=70^\circ$	$\phi=0^\circ$	$\phi=70^\circ$	$\phi=0^\circ$	$\phi=70^\circ$	$\phi=0^\circ$	$\phi=70^\circ$

Tabla 5.2. Casos de estudio para variaciones de phi

- Gráficas de RCS(dB) vs. Frecuencia(GHz) para la estructura “Chess” respecto a un PEC de similares dimensiones:
 - Para $\Theta=0^\circ$:
 - $\Phi=0^\circ$

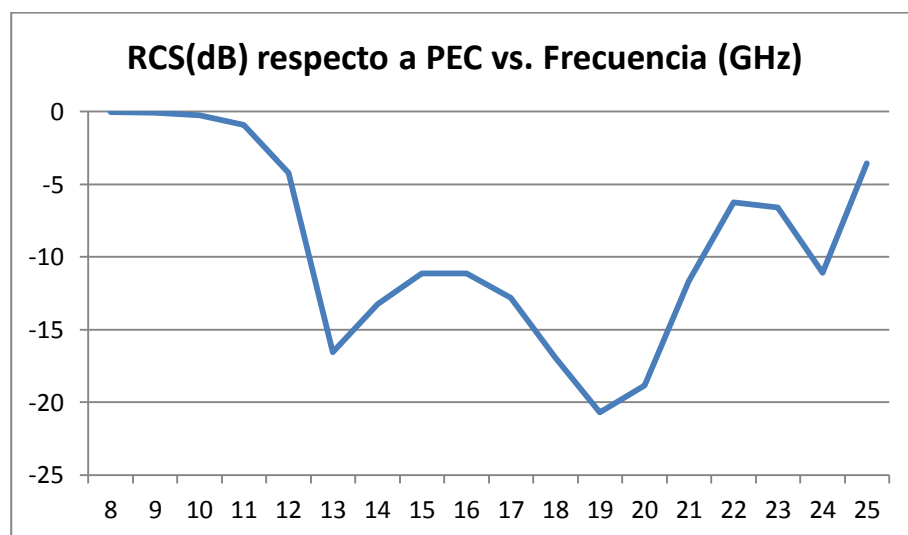


Figura 5.17. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 51%.

- $\Phi = 70^\circ$

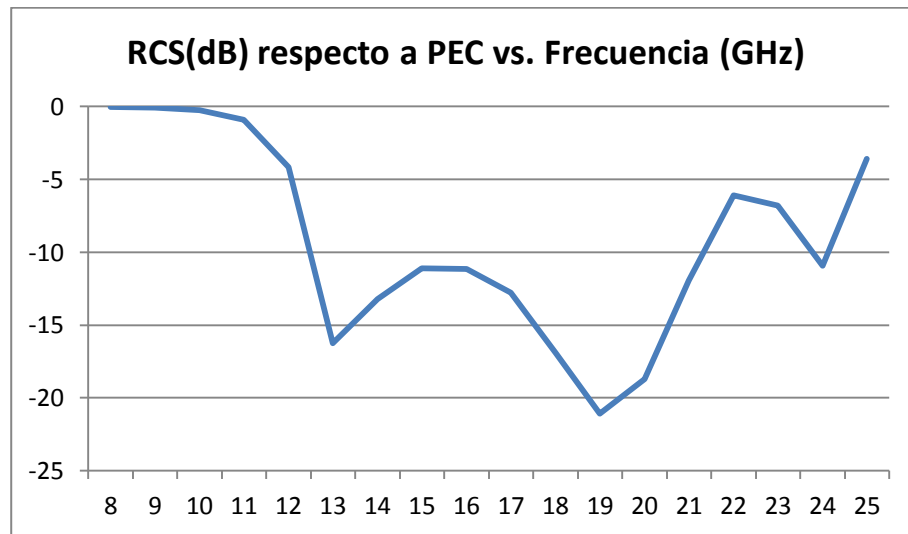


Figura 5.18. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 51%.

- Para $\Theta = 10^\circ$:
 - $\Phi = 0^\circ$

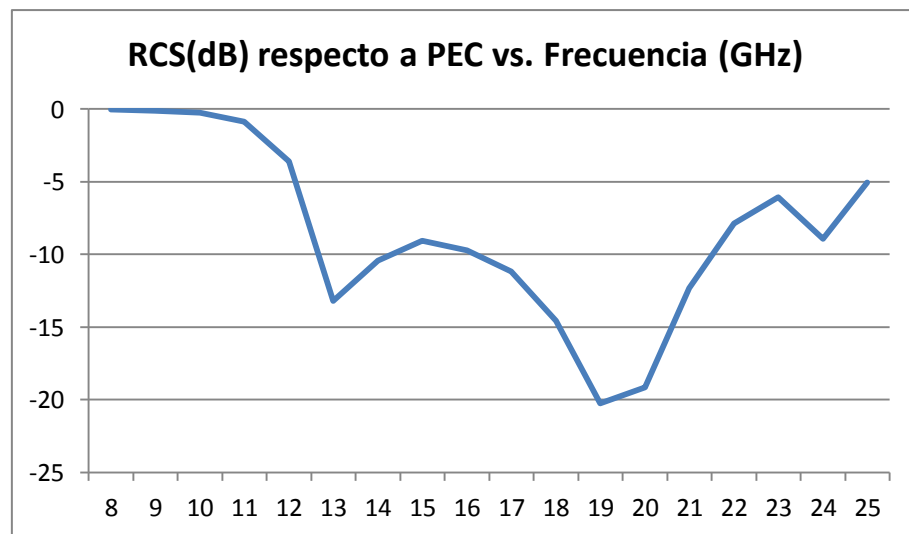


Figura 5.19. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 47%.

- $\Phi = 70^\circ$

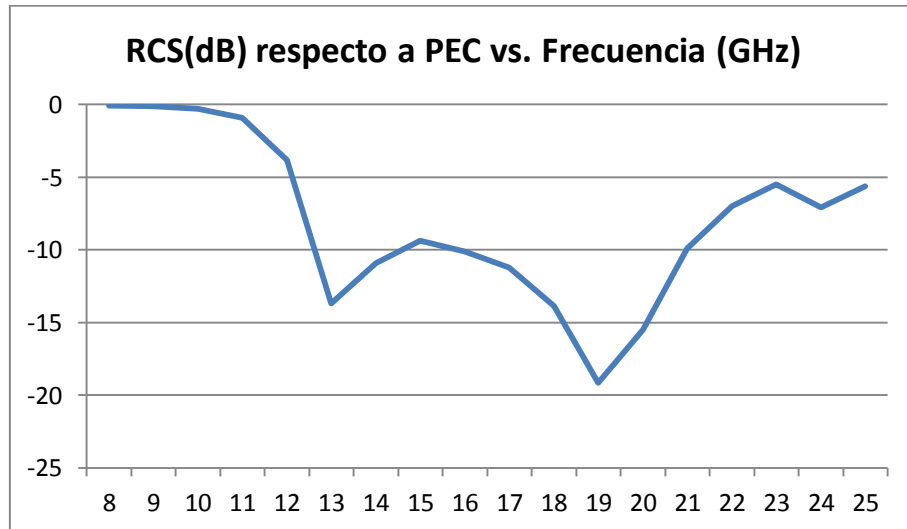


Figura 5.20. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 42%.

- Para $\Theta = 20^\circ$:
 - $\Phi = 0^\circ$

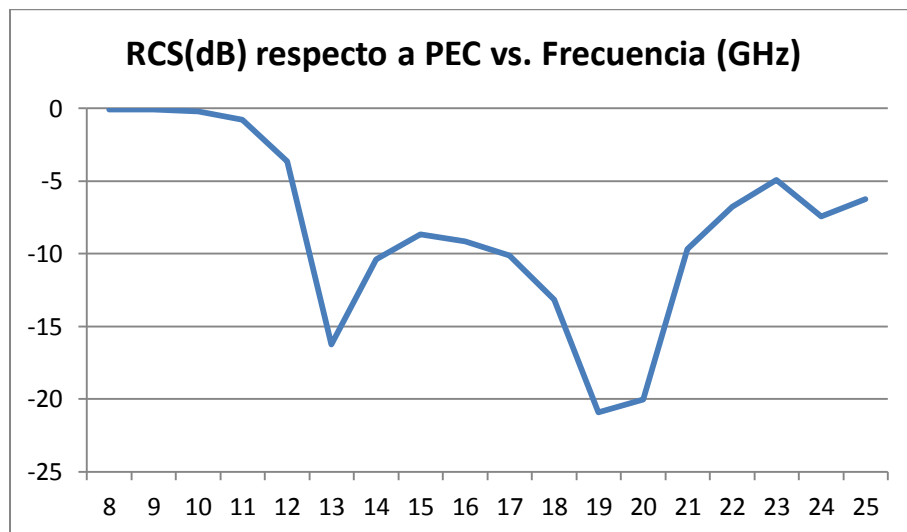


Figura 5.21. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 42%.

- $\Phi = 70^\circ$

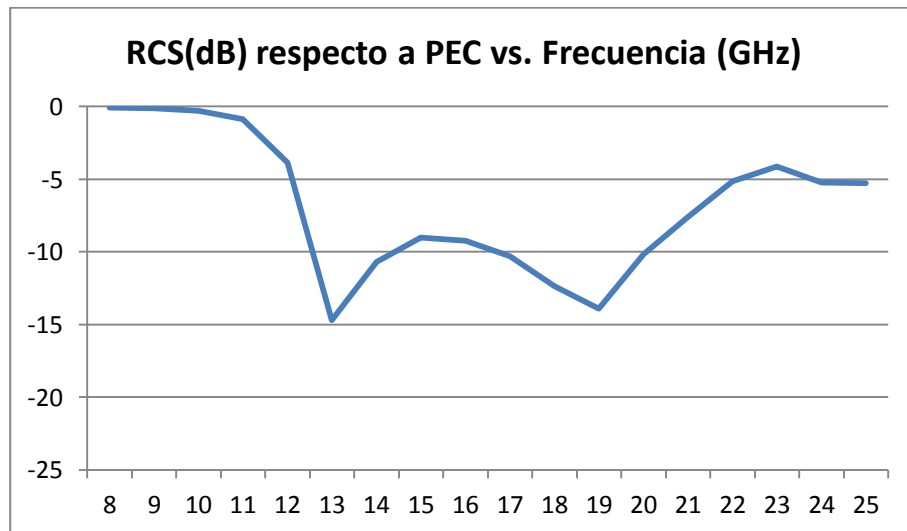


Figura 5.22. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 42%.

- Para $\Theta = 40^\circ$:
 - $\Phi = 0^\circ$

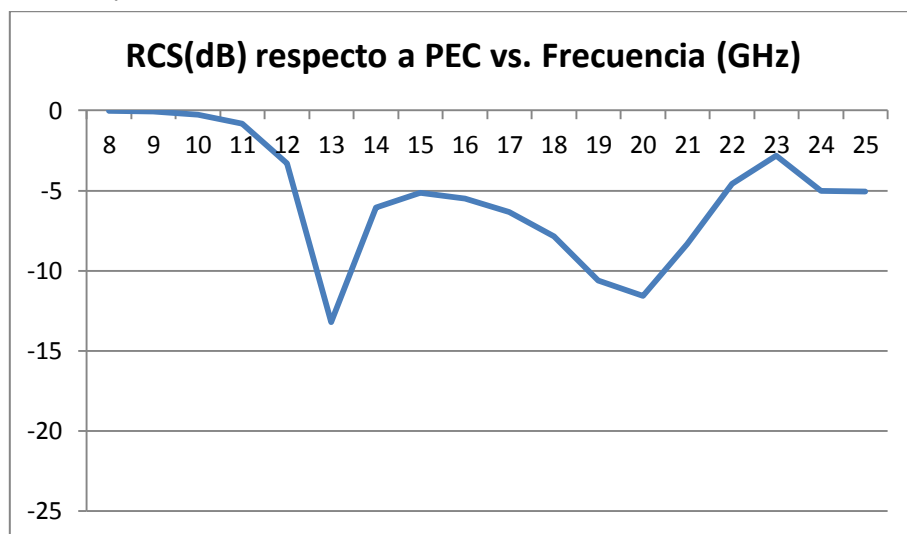


Figura 5.23. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 18%.

○ $\Phi = 70^\circ$

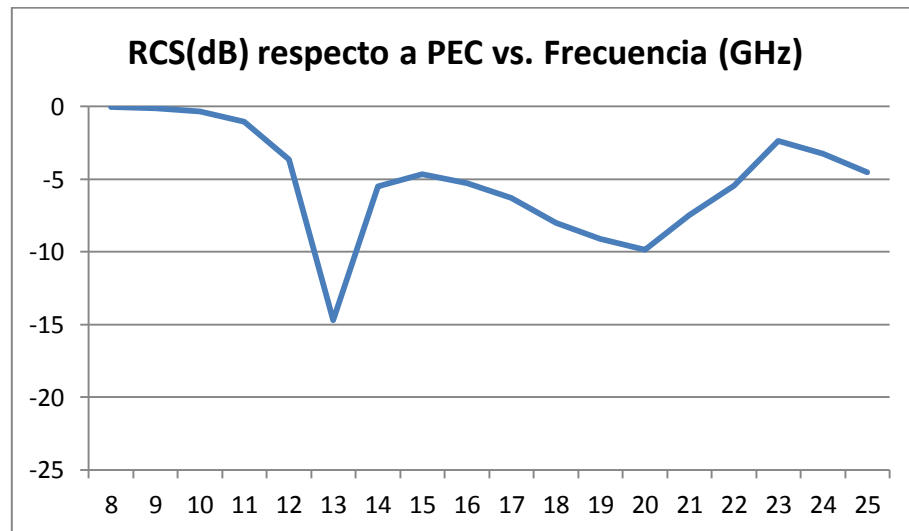


Figura 5.24. Reducción RCS(dB) vs. Frecuencia (GHz)

BWrelativo(%) donde la reducción RCS está por debajo de 10dB respecto a un PEC es de 8%.

Tabla resumen con el BWrelativo(%) para valores de Phi:

	$\Theta=0^\circ$		$\Theta=10^\circ$		$\Theta=20^\circ$		$\Theta=30^\circ$	
	$\phi=0^\circ$	$\phi=70^\circ$	$\phi=0^\circ$	$\phi=70^\circ$	$\phi=0^\circ$	$\phi=70^\circ$	$\phi=0^\circ$	$\phi=70^\circ$
Bwrelativo(%)	51	51	47	42	42	42	18	8

Tabla 5.3. BWrelativo para variaciones de phi

- Conclusiones
 - La variación del ángulo “phi” de la onda incidente, no varía prácticamente los resultados de reducción RCS para cierta “theta” constante.
 - La variación del ángulo “theta” de la onda incidente hace que para cierto valor de “phi”, al aumentar “theta” empeora el comportamiento de la estructura Chess.

NOTA: Al aumentar el valor de phi, los resultados en algunos casos mejoran ligeramente respecto al caso de $\phi=0^\circ$.

Además vemos así mismo a continuación, la RCS en modelo 3D al variar phi del caso de $\Phi=0^\circ$ a $\Phi=70^\circ$ para el caso de $\Theta=0^\circ$ y $\Theta=40^\circ$ a 20GHz.

▪ RCS 3D de la estructura "Chess" a 20GHz:

- Para $\Theta=0^\circ$:
- $\Phi=0^\circ$

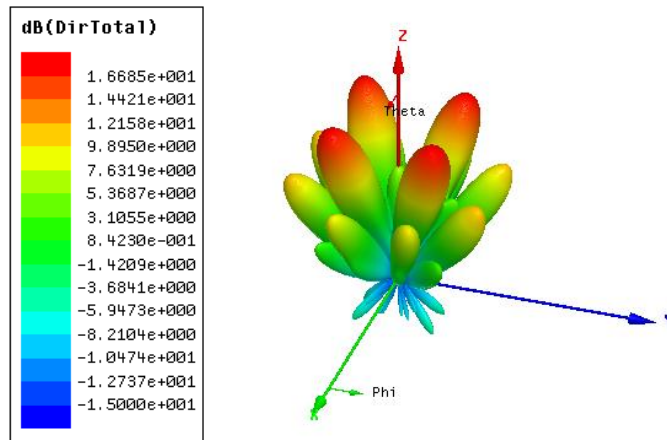


Figura 5.25.. RCS 3D para 20GHz

- $\Phi=70^\circ$

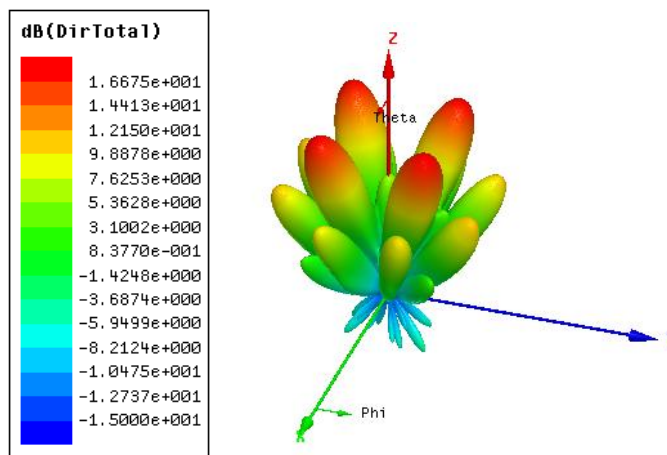


Figura 5.26. RCS 3D para 20GHz

La RCS a penas varía al variar el ángulo phi para theta=0°

- Para $\Theta=40^\circ$:
- $\Phi=0^\circ$

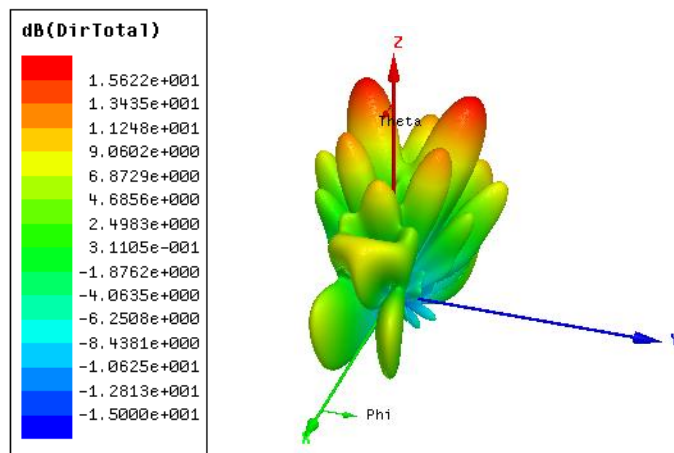


Figura 5.27.. RCS 3D para 20GHz

- $\Phi=70^\circ$

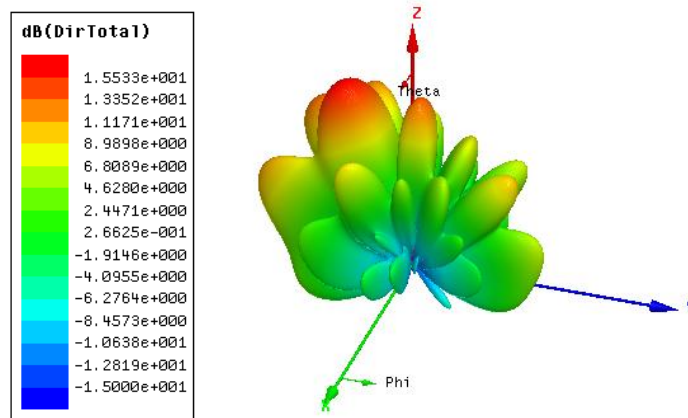


Figura 5.28. RCS 3D para 20GHz

En este caso de $\theta=40^\circ$, la RCS varía notablemente al aumentar Φ . Los lóbulos se concentran en diferentes ángulos.

5.2. Instrumental utilizado

Material

El sustrato utilizado para la estructura es el FR4 de constante dieléctrica 4.3 y grosor 1.6mm.

El material FR4 está formado por varias hojas de Prepeg, el cual a su vez está constituido por capas tejidas de fibra de vidrio impregnadas con resina epoxi. El material de espesor standard (1.6mm) consta de 8 capas de Prepeg y una de cobre de 35 micrones. Las capas de Prepeg y el

laminado de cobre se presan bajo presión y temperatura controladas para conformar el material final que se utilizará en los procesos de fabricación.

Como características destacan

- Alta estabilidad dimensional
- Bajo coeficiente de absorción de humedad
- Inflamabilidad grado 94V0
- Buena resistencia a la temperatura.

▪ Instrumentación

Para la fabricación de la estructura “Chessboard” diseñada, se ha usado la fresadora mecánica de control numérico ProtoMat H100 de LPKF [40].



Figura 5.29. Fresadora ProtoMat H100

ProtoMat H100 es un dispositivo de máximo rendimiento en la fabricación de prototipos de placas de circuito impreso, incluyendo multicapas y RF. Con una velocidad de trabajo de hasta 100 mm/s, el ProtoMat H100 de LPKF reduce de forma considerable el tiempo y los costes de desarrollo de sus prototipos de placas de circuito impreso. Equipado con un motor de husillo de 100.000 rev/min se pueden realizar anchos de circuito impreso y distancias de hasta 100 μm .

Sus características son las siguientes:

- **Precisión y velocidad:**
Posee una resolución de 0.25 μm y una velocidad de 100mm por segundo dando lugar a trazo limpios y perfectos.
- **Limitador de profundidad sin contacto:**
ProtoMat H100 presenta un limitador de profundidad neumático que permite trazar y taladrar con nada más que el contacto de las herramientas sobre la superficie de trabajo. Es adecuado por tanto para superficies delicadas.

- **Control de detección de profundidad automático:**
Capacidad de detectar automáticamente la superficie de trabajo, con lo que realiza de forma precisa y automática una tarea que manualmente requeriría ser llevada a cabo de forma muy cuidadosa.
- **Mesa integrada de vacío:**
La superficie de vacío sobre la que se apoya la pieza de trabajo elimina cualquier irregularidad del sustrato. Así mismo, previene al material de posibles deslizamientos.
- **Cámara de reconocimiento:**
Mejora la facilidad de uso y la precisión. Asegura el reconocimiento y alineación del circuito.
- **Cambio de herramienta automático:**
Incluye 30 recambios entre brocas y fresas que se sustituyen de forma automática al mismo tiempo que la pieza está siendo fabricada. Esto supone un ahorro de tiempo y libera al usuario.

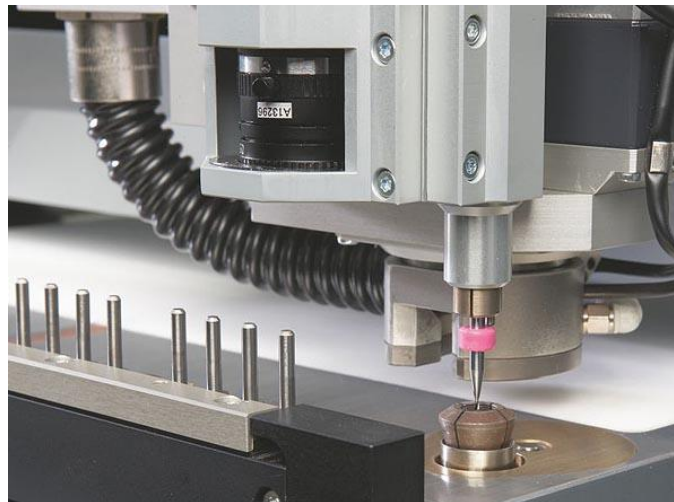


Figura 5.30. Cambio de herramienta de la fresadora **ProtoMat H100**

- **Luz integrada:**
Proporciona una iluminación libre de sombras en el área de trabajo.
- **Silencio y seguridad:**
Una cabina acústica integrada reduce el sonido del sistema y actúa como protección.
- **Software CAM incluido:**
Cada diseño viene acompañado de LPKF CircuitCAM (computer-aided manufacturing) y el software BoardMaster para importar datos PCB de archivos de CAD y controlar la operación.

Su tabla de especificaciones:

Technical Specifications: LPKF ProtoMat H100	
Part no.	111424
Max. material size and layout area (X/Y/Z)	380 mm x 365 mm x 14 mm (15" x 14.4" x 0.55")
Resolution (X/Y)	0,25 μ m (0.01 mil)
Repeatability	\pm 0.001 mm (\pm 0.04 mil)
Precision of front-to-back alignment	\pm 0.02 mm (\pm 0.8 mil)
Milling spindle	Max. 100,000 rpm, software controlled
Tool change	Automatic, 30 positions
Milling width adjustment	Automatic
Tool holder	3.175 mm (1/8"), pneumatic release holder
Drilling speed	120 strokes/min
Travel speed (X/Y)	Max. 150 mm/s (6"/s)
X/Y-drive	3-phase stepper motor
Z-drive	Pneumatic, 14 mm (0.55")
Dimensions (W x H x D)	650 mm x 430 mm x 750 mm (25.6" x 17" x 29.5")
Weight	50 kg (110 lbs)
Operating conditions	
Power supply	115/230 V, 50 – 60 Hz, 300 W
Compressed air supply	6 bar (87 psi), 100 l/min (3.5 cfm)
Required accessories	Exhaust, included

Tabla 5.4. Especificaciones de la fresadora ProtoMat H100

- Estructura Chessboard

Tras el proceso de fabricación, la estructura tipo “Chessboard” resultante es la siguiente:

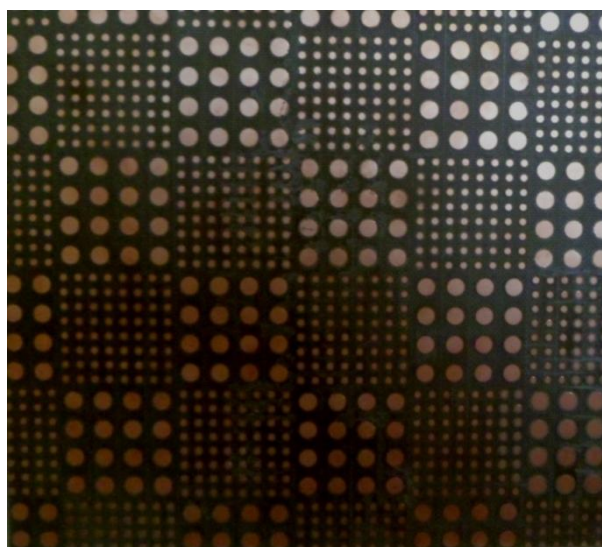
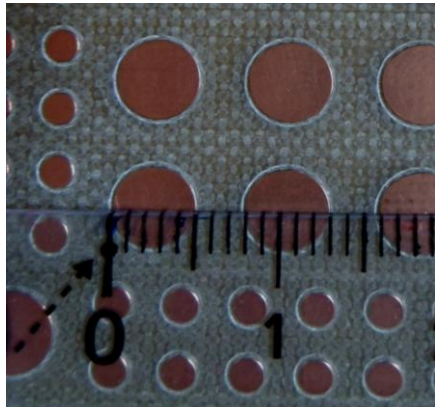
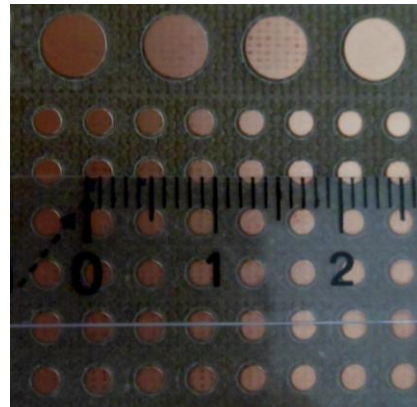


Figura 5.31. Estructura Chessboard fabricada en los laboratorios de la UPNA

Si se examina la estructura en más detalle se puede comprobar cómo las medidas del diseño son:



(a)



(b)

Figura 5.32. (a) Medida de la circunferencia metálica mayor, (b) Medida de la circunferencia metálica menor

La figura 5.32(a) muestra que el diámetro de la circunferencia es de 5mm aproximadamente y en la figura 5.32 (b) se miden unos 2mm de diámetro con lo que se puede decir que las medidas de la estructura se asemejan a las del diseño en las que los radios tomaban 1mm y 2.5mm respectivamente.

No obstante, la estructura presenta algunas imperfecciones, que inevitablemente influirán en el comportamiento de la superficie.

6. Medición de la estructura

6.1. Instrumental utilizado

Para la medición de la estructura tipo “Chessboard” se llevo a cabo un montaje en una cámara anecoica con 2 antenas (emisora y receptora), un analizador de redes para la adquisición de datos, cableado, una serie de herramientas para lograr mayor precisión en el posicionamiento y apuntamiento de la estructura; y la estructura de reducción RCS sobre un panel de material absorbente.

- **Calibración:**
Antes de proceder a la medición, se efectuó la calibración del analizador con el kit de calibración de 1.85mm standard. No obstante, habrá que asumir ciertas reflexiones debidas a las conexiones de cables SMA entre analizador y antena con el fin de lograr mayor movilidad.
- **Antenas:**
Las antenas elegidas son Horn antenas de Flann Microwave con las siguientes características:
 - Emisora-Receptora: Mod N° 19240-20 de ganancia 20dB, que cubre un rango de frecuencias desde 14.5 a 22GHz
 - Receptora: Mod N° 18240-20 de ganancia 20 dB, que cubre un rango de frecuencias desde 11.9 a 18GHz.
- **Analizador de redes:**
Para la adquisición y procesamiento de datos se utiliza el modelo E8361c de Agilent Technologies.

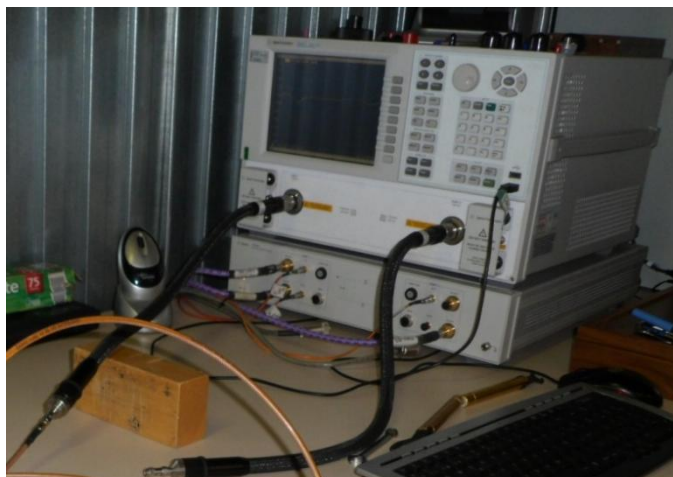


Figura 6.1. Analizador de redes del laboratorio de la UPNA

Para conseguir ver dónde va reflejada la radiación que la estructura “elimina” del ángulo de incidencia, se ha colocado la “Chess” con un giro de 45° para observar el plano de 45° . Es en dicho plano donde se podrán observar los “grating lobes” ya mencionados en apartados anteriores.

El montaje llevado a cabo en la sala anecoica de los laboratorios de la UPNA muestra la antena apuntando a la estructura “Chessboard”:

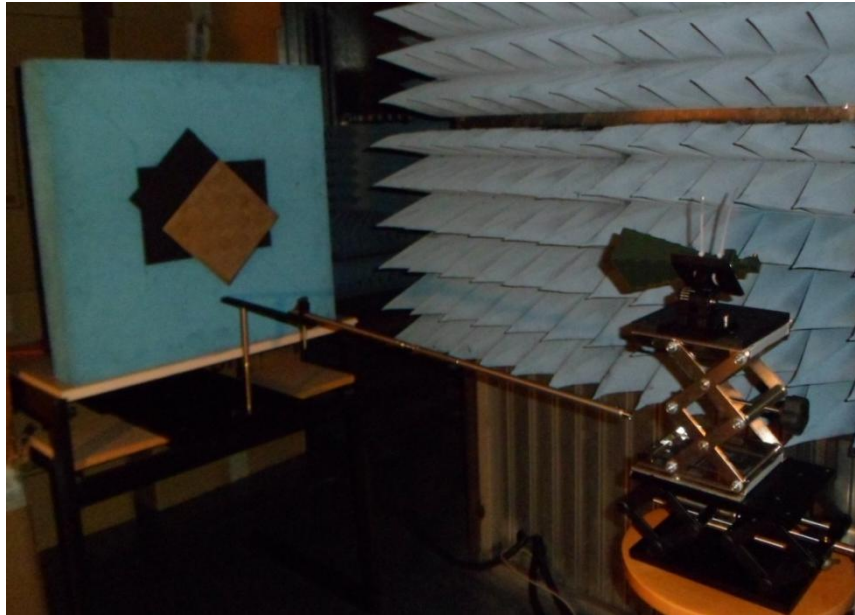


Figura 6.2. Antena apuntando a la estructura “Chessboard” en la cámara anecoica

Se tomó como distancia de referencia para emitir y recibir a la misma distancia en cada medición, una barra metálica sobre un eje rotatorio (Figura 6.3). Esta barra con uno de sus extremos en la estructura y el otro en la antena, aseguraba la recepción en campo lejano (a partir de 0.6m para $\lambda=13\text{mm}$) y el eje de rotación permitía la medición para diferentes ángulos de incidencia.



Figura 6.5. Eje rotatorio

6.2. Medición monoestática

Lo primero que se hizo fue analizar el comportamiento monoestático de la estructura. Por ello como primera de las medidas, la misma antena actuó como emisora y receptora para medir desde la posición de incidencia normal, hasta una variación de ángulo de 50° .

La reducción de la RCS en el caso monoestático se calcula como la potencia reflejada por la estructura "Chessboard" con respecto a un plano metálico PEC de las mismas dimensiones.

Para un primer caso de incidencia normal se tiene una reducción RCS:

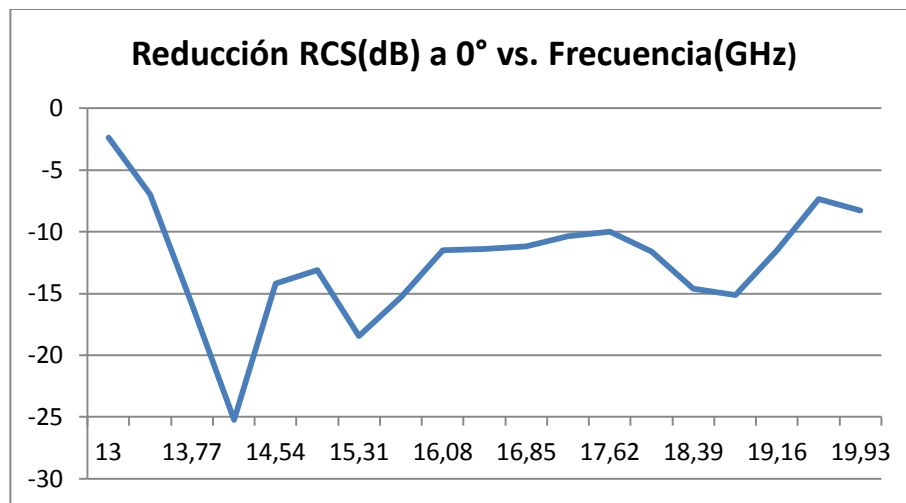


Figura 6.6. Gráfica reducción RCS (dB) vs. Frecuencia(GHz)

De esta gráfica para incidencia normal, se extrae que la estructura funciona como se esperaba. Reduce la sección recta radar por debajo de 10dB para un ancho de banda relativo del 32% de 13.7 a 19.5GHz aproximadamente.

Si se compara este caso con el de simulación con BWrelativo de 51%, se obtiene sin embargo cierta reducción en el ancho de banda de funcionamiento:

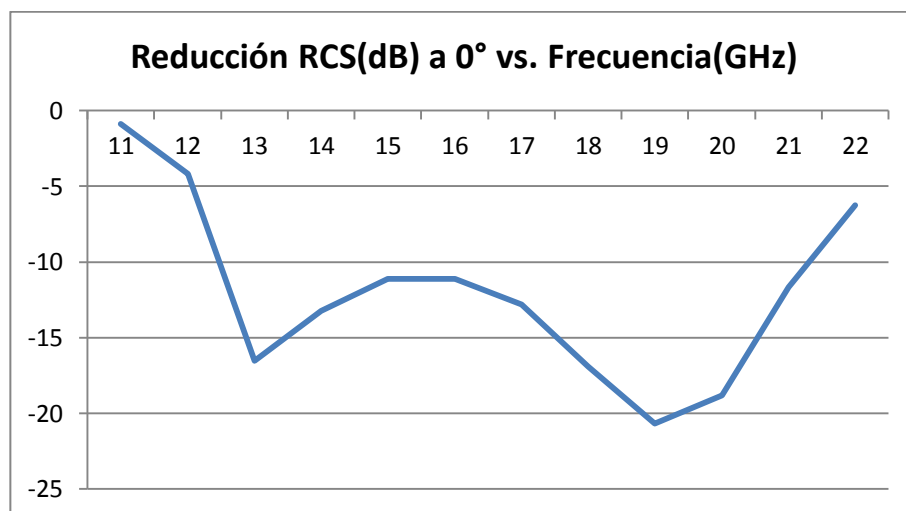


Figura 6.7. Gráfica reducción RCS (dB) vs. Frecuencia(GHz)

Estas diferencias pueden ser debidas a múltiples factores. Un mal posicionamiento de la estructura a medir, variación de la posición del plano de referencia PEC respecto a la de la “Chess”, dimensiones de la estructura fabricada... hacen que el comportamiento se vea degradado.

Además a esto se añade el error cometido en el apuntamiento al mover la antena para conseguir una incidencia con ángulo.

La reducción RCS que se obtiene para incidencia con cierta theta es:

- Para $\Theta=10^\circ$

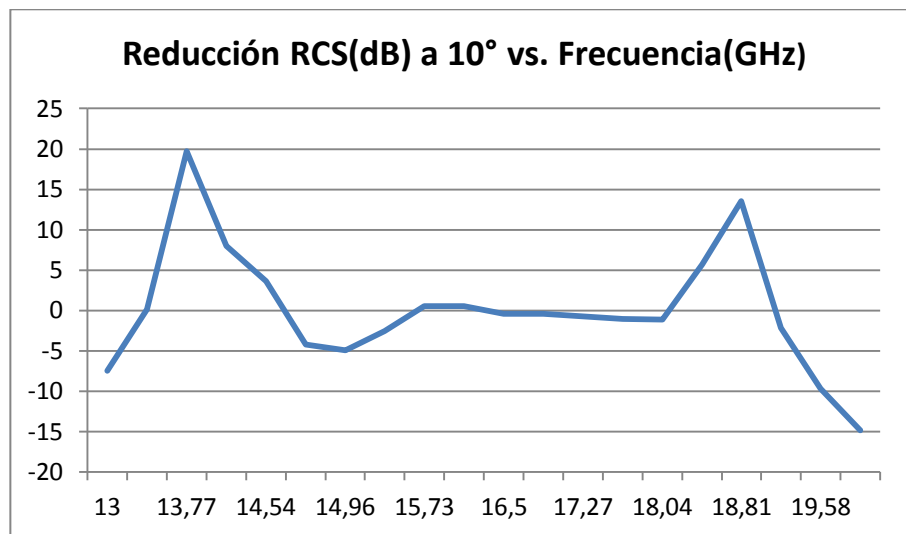


Figura 6.8. Gráfica reducción RCS (dB) vs. Frecuencia(GHz)

- Para $\Theta=20^\circ$

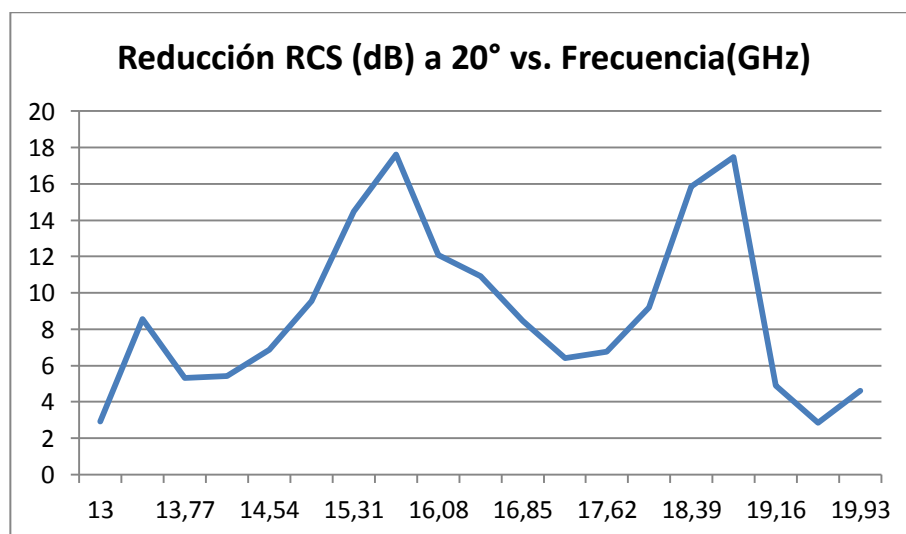


Figura 6.9. Gráfica reducción RCS(dB) vs. Frecuencia(GHz)

Las gráficas anteriores muestran frecuencias con alta RCS que corresponderán a las zonas donde se encuentran los GL.

Al seguir aumentando el ángulo de incidencia, gran parte de la energía incide fuera de la superficie “Chess” por lo que la potencia incidente se ve reducida y las medidas pueden perder rigor al ser el margen dinámico insuficiente. Esto se ve en las siguientes figuras.

- Para $\Theta=30^\circ$

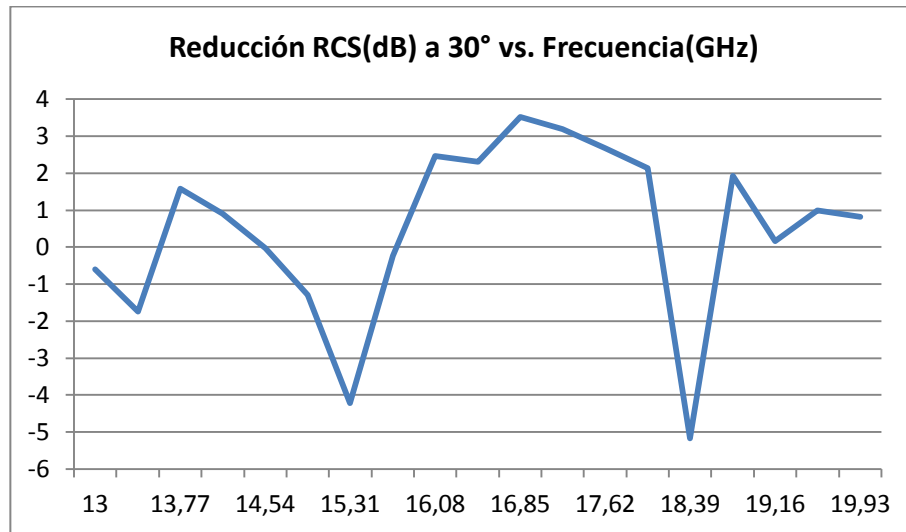


Figura 6.10. Gráfica reducción RCS(dB) vs. Frecuencia(GHz)

- Para $\Theta=40^\circ$

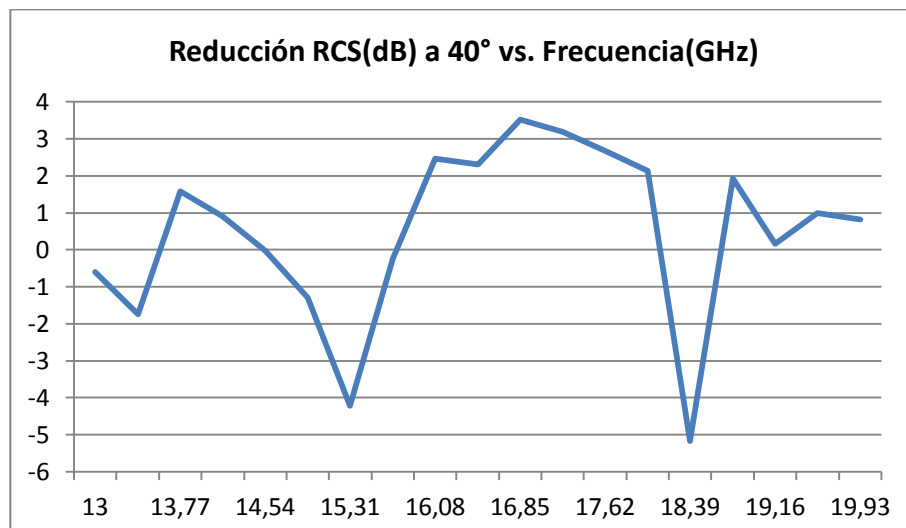


Figura 6.11. Gráfica de reducción RCS (dB) vs. Frecuencia(GHz)

6.3. Medición biestática

En segundo lugar, para una medición biestática se utiliza una antena como emisora y otra como receptora para medir el valor RCS. Para ello, la antena emisora se mantiene fija con incidencia normal sobre la estructura y la antena receptora se irá moviendo desde el punto donde se encuentra la emisora, hasta un valor theta de 80° .

El menor ángulo theta para el que se ha medido es de 14° . Emisora y receptora no podían aproximarse más debido a las dimensiones de la base sobre la que las antenas se apoyaban.

La reducción RCS, respecto a un plano PEC de similares dimensiones y posición es:

- Para $\Theta=14^\circ$

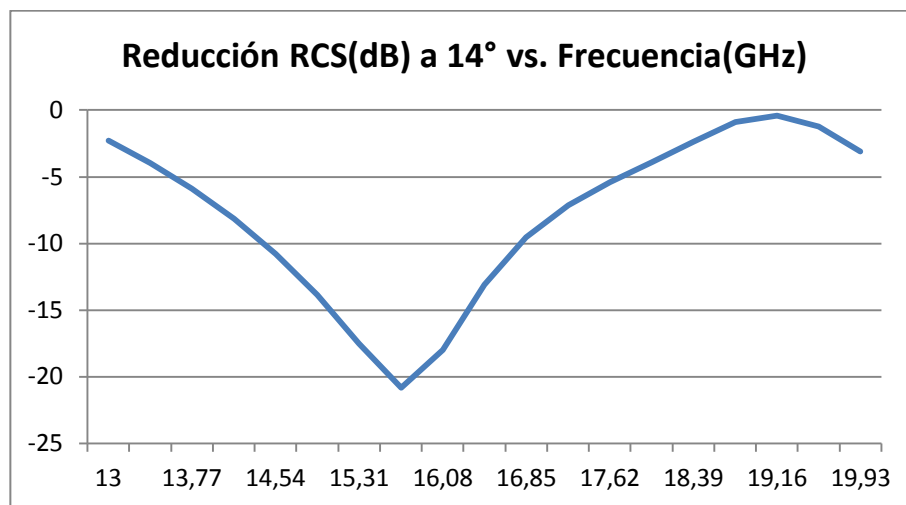


Figura 6.12. Gráfica reducción RCS (dB) vs. Frecuencia(GHz)

Se ve como el valor RCS aumenta al ir subiendo en frecuencia, lo que resulta lógico ya que los GL se sitúan más próximos al ángulo 0° , conforme aumenta la frecuencia.

- Para $\Theta=20^\circ$

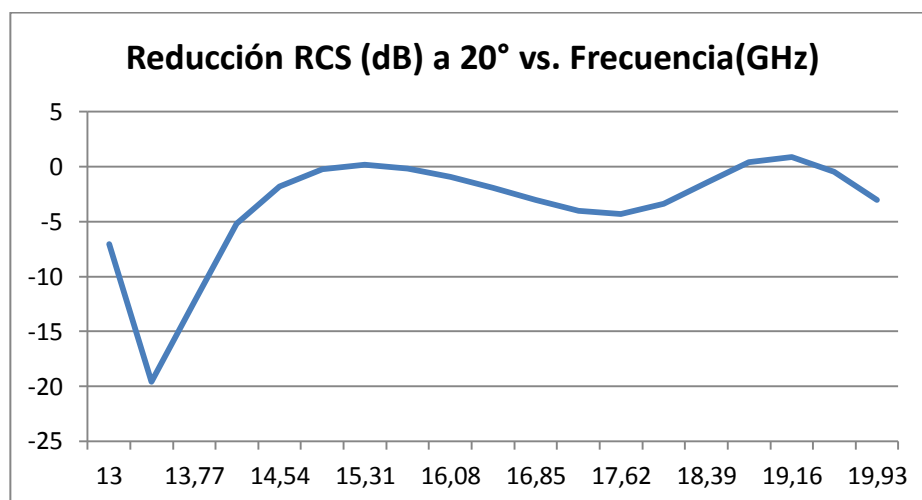


Figura 6.13. Gráfica reducción RCS (dB) vs. Frecuencia(GHz)

En este caso, se aprecia del mismo modo cómo hay mayor nivel de RCS a altas frecuencias ya que los GL se sitúan más próximas a theta 0° mientras en bajas frecuencias se sigue manteniendo baja RCS por estar los GL más alejados de theta 0°.

De forma más exacta se puede decir que para una frecuencia de 19GHz, el máximo de los "grating lobes" se espera en el plano de 45° para un valor de theta de 20°. Es ahí precisamente donde la gráfica muestra la mayor reflexión de potencia.

- Para $\Theta=30^\circ$

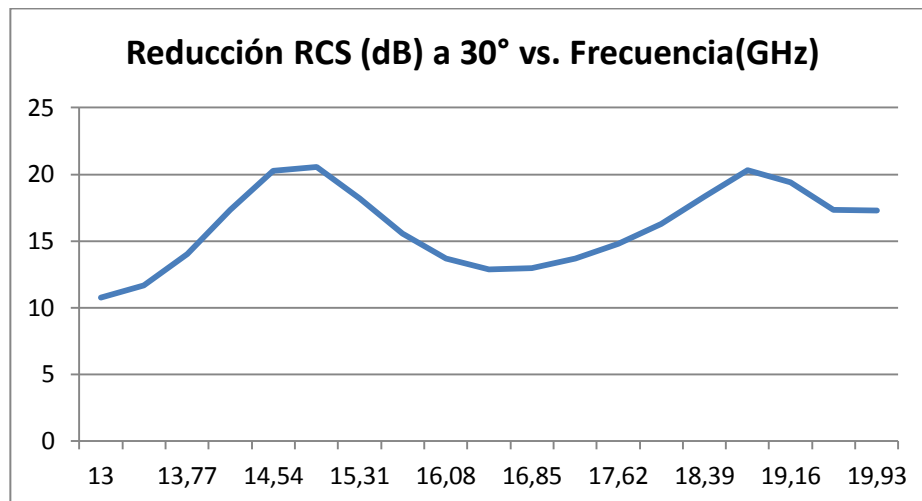


Figura 6.14. Gráfica reducción RCS (dB) vs. Frecuencia(GHz)

Para una frecuencia de 13GHz, se esperan "grating lobes" en torno a theta de 30°. En medición, el lóbulo está ligeramente desplazado a una frecuencia de unos 14.5GHz.

Una vez más, errores de posicionamiento y apuntamiento modifican los resultados respecto a lo esperado.

- Para $\Theta=40^\circ$

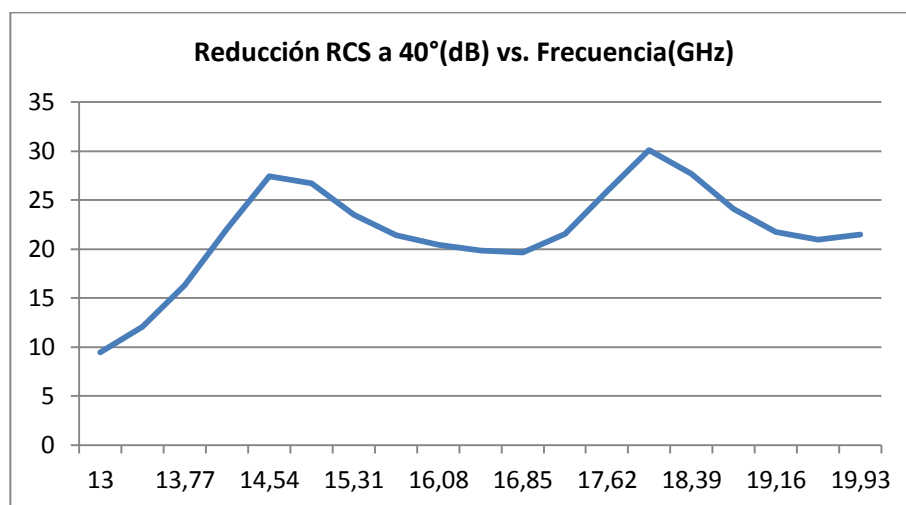


Figura 6.15. Gráfica Reducción RCS (dB) vs. Frecuencia(GHz)

- Para $\Theta=55^\circ$

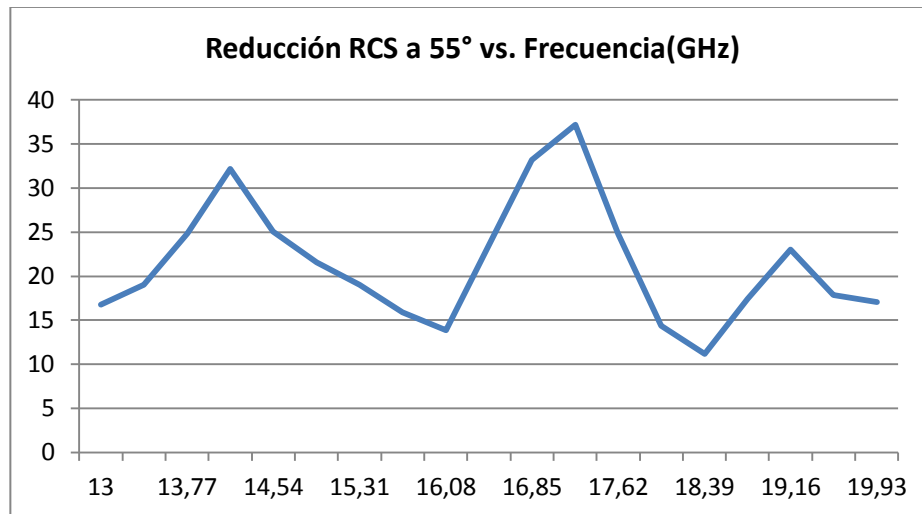


Figura 6.16. Gráfica Reducción RCS (dB) vs. Frecuencia (GHz)

Como resumen, al hacer un barrido desde θ 14° hasta 80° , se observa como la gráfica de reducción RCS presenta picos en diferentes frecuencias para cada ángulo θ . Este es el resultado de la localización de los GL.

6.4. Análisis del comportamiento con respecto a la variación del ángulo de incidencia

En este último caso se va a analizar el resultado al ir la antena emisora variando su posición para incidir con cierto ángulo θ . La antena receptora por otro lado, hará lo mismo pero en sentido opuesto. Es decir, para cierto ángulo de incidencia, se analizará la RCS en el ángulo θ simétrica respecto a la normal.

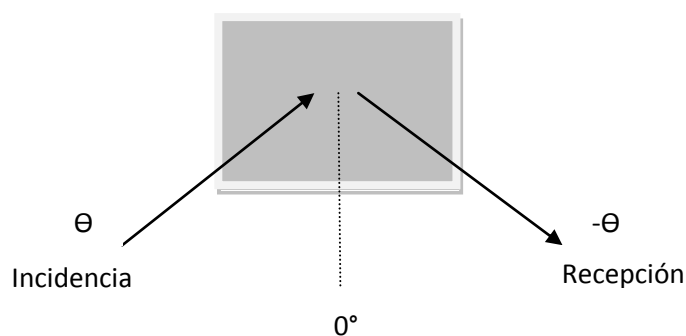


Figura 6.17. Esquema de medición

La RCS reflejada por la estructura "Chessboard", respecto a un plano PEC de similares dimensiones y posición para valores de ángulo de incidencia desde $\Theta=10^\circ$ a $\Theta=50^\circ$ en intervalos de 10° :

- Para $\Theta=10^\circ$

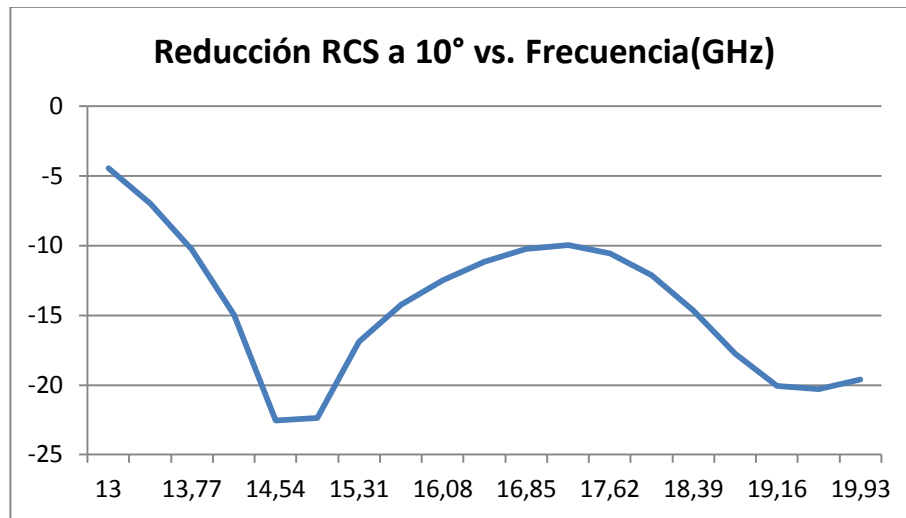


Figura 6.18. Gráfica Reducción RCS (dB) vs. Frecuencia(GHz)

- Para $\Theta=20^\circ$

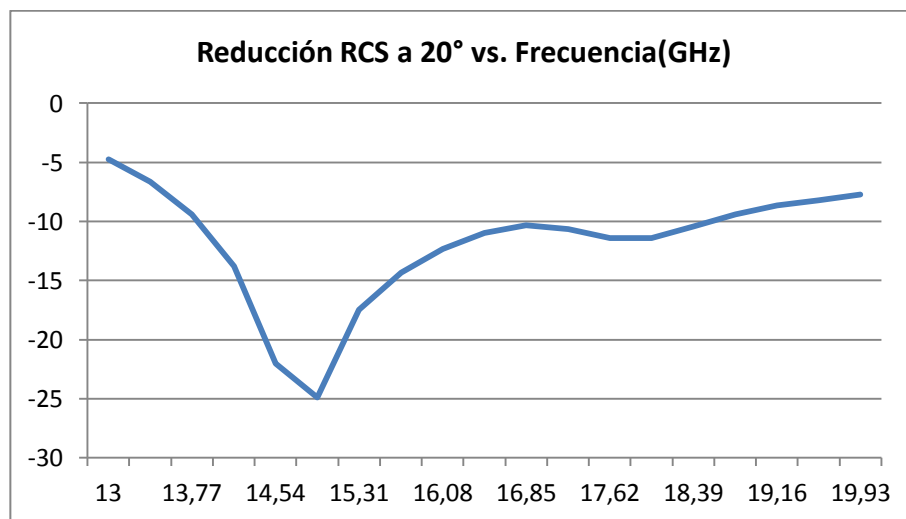


Figura 6.19. Gráfica Reducción RCS (dB) vs. Frecuencia(GHz)

Hasta un ángulo de 20° , se obtiene un ancho de banda considerable por debajo de los 10dB. A partir de este valor de ángulo theta, el ancho de banda se reduce notablemente.

- Para $\Theta=30^\circ$

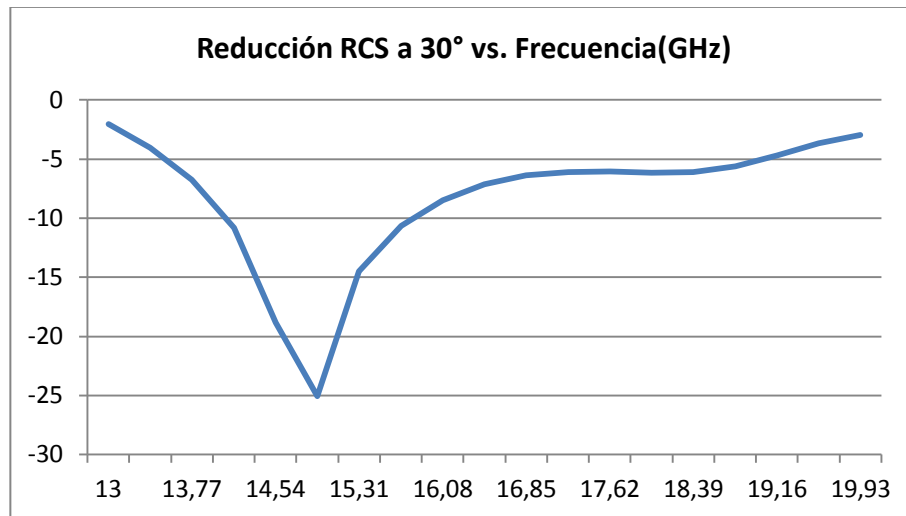


Figura 6.20. Gráfica Reducción RCS (dB) vs. Frecuencia(GHz)

El ancho de banda de trabajo corresponde a un pico en torno a 15GHz.

- Para $\Theta=40^\circ$

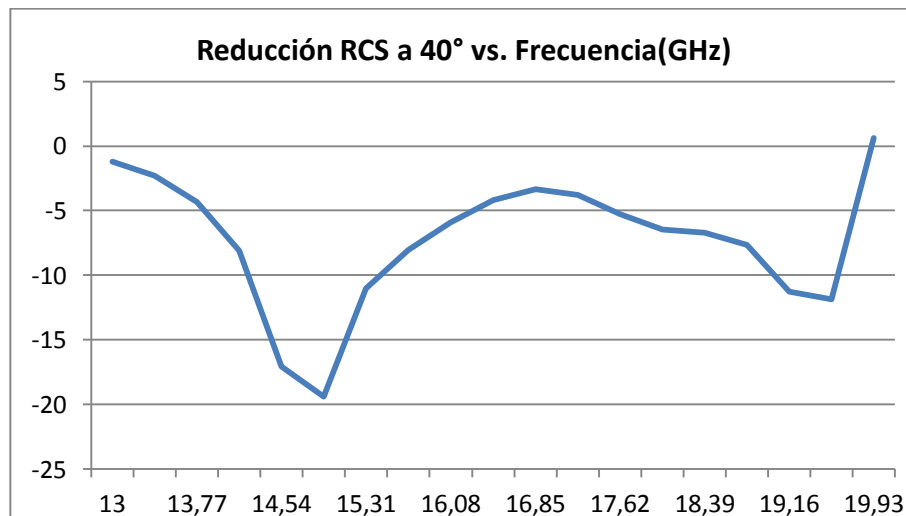


Figura 6.21. Gráfica Reducción RCS (dB) vs. Frecuencia(GHz)

Para este caso aparece un segundo pico de baja RCS en torno a 19GHz, como ocurría en el caso de simulación.

- Para $\Theta=50^\circ$

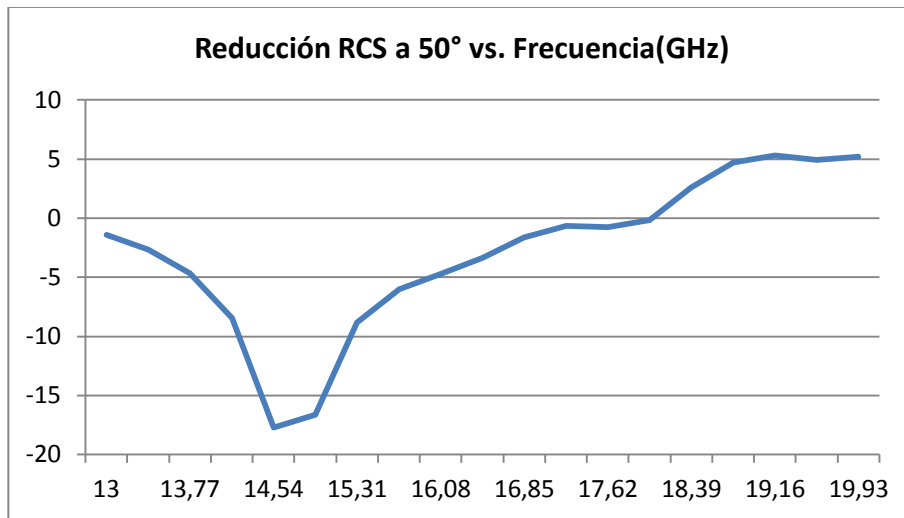


Figura 6.22. Gráfica Reducción RCS (dB) vs. Frecuencia(GHz)

Para simplificar los resultados, la siguiente tabla recoge los BWrelativos para los diferentes ángulos de incidencia:

	Angulo theta	0°	10°	20°	30°	40°	50°
Reducción RCS<-10dB	BW(%)	32	32	29	13	12	8
Reducción RCS<-5dB	BW(%)	42	42	42	34	25	15

Tabla 6.2. BWrelativo para variaciones de theta en medición real

Para poder comparar los resultados medidos en el laboratorio con aquellos obtenidos en simulación, se presenta a continuación una comparativa de los 2 casos:

		Θ					
		0°	10°	20°	30°	40°	50°
BW relativo(%) Simulación	Reducción RCS<-10dB	51	41	37	23	18	17
	Reducción RCS<-5dB	70	70	70	70	59	39
BW relativo(%) Medida real	Reducción RCS<-10dB	32	32	29	13	12	8
	Reducción RCS<-5dB	42	42	42	34	25	15

Tabla 6.3. BWrelativo para variaciones de theta en medición real y simulación

Los resultados de medición dan valores de BWrelativo peores que en el caso de simulación. Como ya se ha venido diciendo a lo largo de este apartado, errores cometidos en el posicionamiento o errores de fabricación han podido contribuir al evidente empeoramiento en el comportamiento de la estructura.

7. Conclusiones y líneas futuras

A lo largo de este proyecto se ha explicado qué es la sección recta radar (RCS) de un objeto y las diferentes técnicas de reducción RCS que existen.

Con el estudio de las propiedades de materiales conductores eléctricos y magnéticos se ha propuesto una solución novedosa de reducción RCS. Esta propuesta consiste en una superficie tipo “Chessboard” que combina diferentes celdas AMC desfasadas entre sí 180° para cierto ancho de banda. Se logra de este modo una interferencia destructiva de las ondas incidentes que da lugar a la reducción deseada.

Para el diseño de la superficie se han analizado diferentes tipos de celda unidad con el programa de simulación HFSS. Se ha estudiado el comportamiento de éstas en términos de ancho de banda y una vez seleccionada aquella de mejores características se ha observado su comportamiento con celdas de otras dimensiones. Así, evaluando la respuesta conjunta de las celdas para diferentes tamaños y grosores se ha llegado hasta la estructura más óptima.

Esta estructura “Chess” que combina celdas AMC debía cumplir ciertos requisitos de periodicidad para asegurar la existencia de “grating lobes”. De esta forma la energía es re-radiada en forma de GL en direcciones distintas a la de incidencia consiguiendo así la reducción RCS en la normal.

Además, se ha tenido en cuenta en dicho diseño, el comportamiento de la estructura no sólo en incidencia normal sino también para incidencia con cierto ángulo. Las simulaciones han puesto de manifiesto cómo un aumento del ángulo de incidencia degrada las propiedades de reducción de la estructura. Se pierde ancho de banda y aumenta la RCS.

Por otro lado, la fabricación de la estructura ha permitido su medición en laboratorio. Con la medición experimental se ha verificado el correcto funcionamiento de la superficie aunque con peores resultados. Posibles errores de posicionamiento, apuntamiento de las antenas o errores de instrumentación son los responsables.

La estructura “Chess” logra reducir la sección recta radar de un objeto, logrando que éste no resulte detectable por un radar. Sin embargo, como en todo diseño en ingeniería, existen una serie de limitaciones. Una limitación fundamental es el rango frecuencial de funcionamiento que aunque supone una mejora respecto a una estructura PEC-AMC, tiene un ancho de banda relativo del 50% en incidencia normal (según resultados de simulación).

El otro punto débil ya mencionado, es el ángulo de incidencia. El aumento del ángulo de incidencia theta hace que el ancho de banda relativo del 51% en incidencia normal pase a un 41% para un ángulo theta de 10° y se vea reducido a menos de la mitad con un 23% de ancho de banda para un ángulo de 30° .

Por tanto, las ambiciones futuras consistirán en una estructura que mantenga un correcto funcionamiento a pesar de variaciones en el ángulo de incidencia y que proporcione un comportamiento “broadband”.

También sería lógico pensar en una estructura que aunque no funcionase en modo “broadband”, fuera capaz de adaptar su banda frecuencial de trabajo en función de la frecuencia de operación del dispositivo radar del que se trata de evitar la detección. Es precisamente esto lo que se pretende lograr con la técnica de cancelación activa en un futuro.

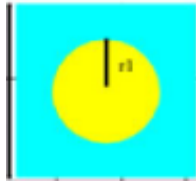
Anexol

Estructura

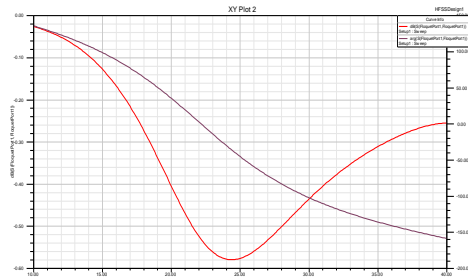
Especificaciones

Gráfica

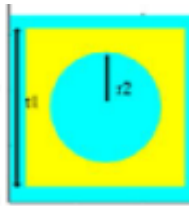
BW(%)



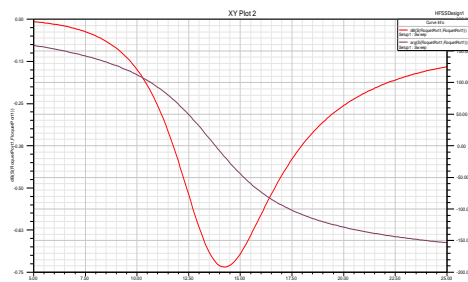
Celda 4x4mm de radio de circunferencia metálica $r=0.5\text{mm}$.
Sustrato FR4 de grosor 1.6mm con $\epsilon_r=4.4$.
Frecuencia de trabajo a 17.5GHz.



30



Celda 4x4mm con cuadro metálico de lado 2.8mm y radio de circunferencia $r=0.6\text{mm}$.
Sustrato FR4 de grosor 1.6mm con $\epsilon_r=4.4$.
Frecuencia de trabajo a 17.5GHz.

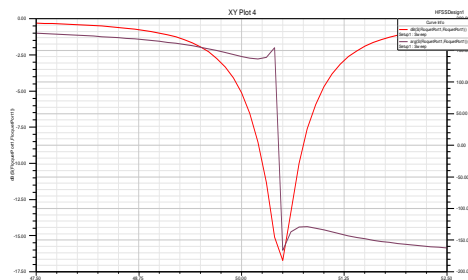


20

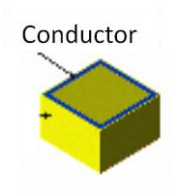


conductor

Celda de 2.6x2.6mm con parche metálico (conductor perfecto) de lado 1.8mm.
Sustrato FR4_epoxy de 1.57mm de grosor y $\epsilon_r=4.4$.
Frecuencia de trabajo hacia 50GHz.

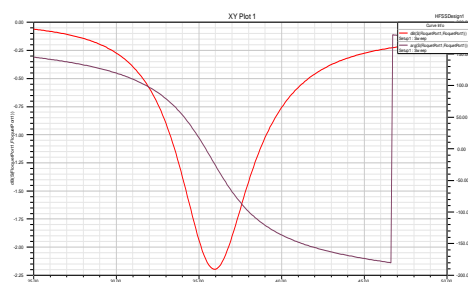


7

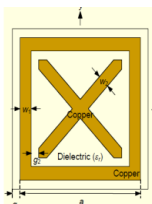


Conductor

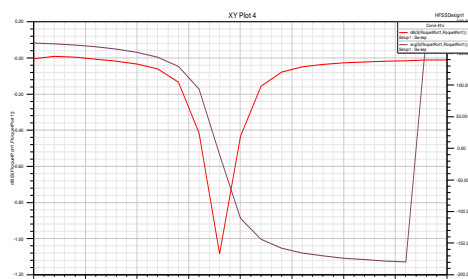
Celda de 2.6x2.6mm con grosor de marco de 0.2mm (conductor perfecto) Sustrato FR4_epoxy de 1.57mm de grosor y $\epsilon_r=4.4$.
Frecuencia de trabajo hacia 35GHz.



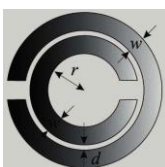
<1



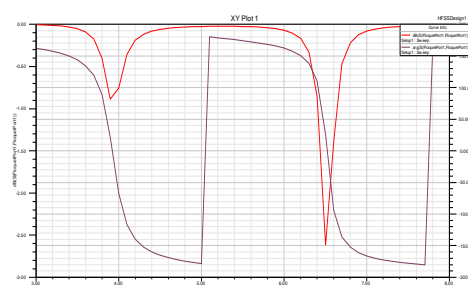
Celda de $a=1.8\text{mm}$, $g_1=2\text{mm}$, $g_2=w_1=0.5\text{mm}$, $w_2=1.5\text{mm}$.
Sustrato con grosor $h=3.175\text{mm}$, $\epsilon_r=6.15$ y $\tan\delta=0.002$.
Frecuencia de trabajo hacia 3GHz.



2



Celda 10x10mm, $r=2.4\text{mm}$, $w=1\text{mm}$ y $d=0.3\text{mm}$.
Sustrato Roger RT/duroid 6010 con grosor 1.5mm, $\epsilon_r=10.2$ y $\tan\delta=0.0023$.
Frecuencia de trabajo hacia 3.9GHz.



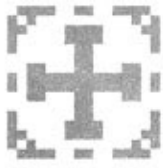
4

Estructura

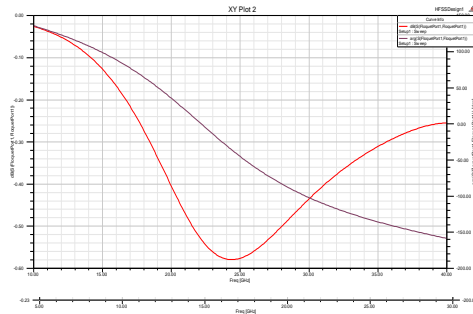
Especificaciones

Gráfica

BW(%)



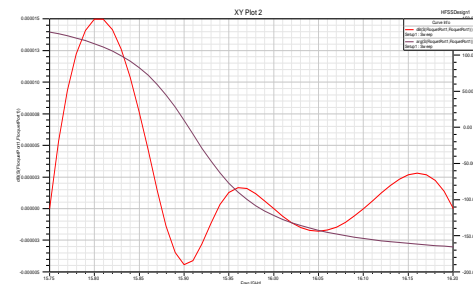
Celda 4x4mm de radio de
circunferencia metálica $r=0.5\text{mm}$.
Sustrato FR4 de grosor 1.6mm
con $\epsilon_r=4.4$.
Frecuencia de trabajo a 17.5GHz.



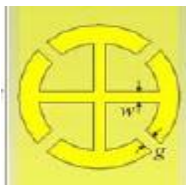
9



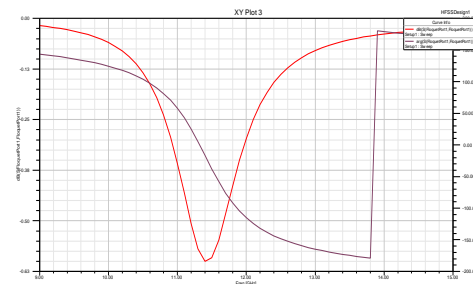
Celda 3.4x3.4mm
Sustrato con grosor 5mm y
 $\epsilon_r=14$.
Frecuencias de trabajo a 3, 5, 11 y
18GHz.



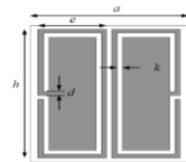
<1



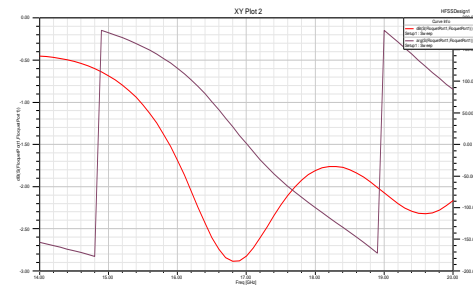
Celda 4x4mm
Sustrato Polyamide con grosor
1.016mm, $\epsilon_r=4.3$ y $\tan\delta=0.04$.
Frecuencia de trabajo a 11.5GHz.



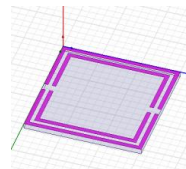
3,5



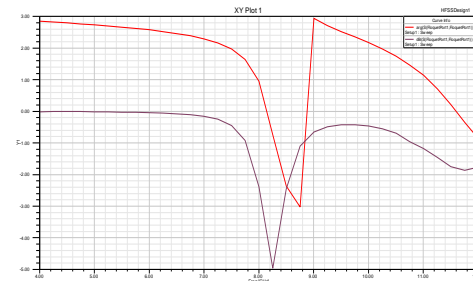
Celda de medidas: $a = 6\text{ mm}$, $b = 7.2\text{ mm}$, $c = 0.2\text{ mm}$, $d = 0.2\text{ mm}$,
 $e = 2.6\text{ mm}$, $k = 0.2\text{ mm}$, $w = 0.4\text{ mm}$ and $h = 6.8\text{ mm}$.
Sustrato FR4 con grosor 1.6mm,
 $\epsilon_r=4.6$ y $\tan\delta=0.025$.
Frecuencia de trabajo a 17GHz.



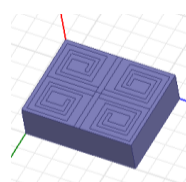
4,4



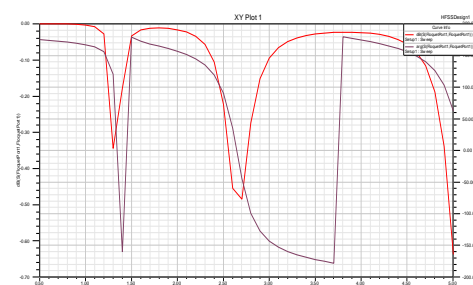
Celda de medidas 15x15 mm con
marco de grosor 1mm y
separación entre marcos de 1mm.
Sustrato FR4_epoxy con grosor
1mm, $\epsilon_r=4.4$ y $\tan\delta=0.02$.
Frecuencia de trabajo a 2GHz.



1,7



Celda de medidas 5x12.6mm con
marco de grosor 1mm y
separación entre marcos de 1mm.
Sustrato Rogers RO3010 con
grosor 4mm, $\epsilon_r=10.2$ y $\tan\delta=0.035$.
Frecuencia de trabajo a 2.5GHz.



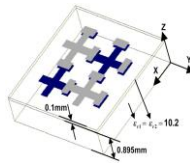
5,7

Estructura

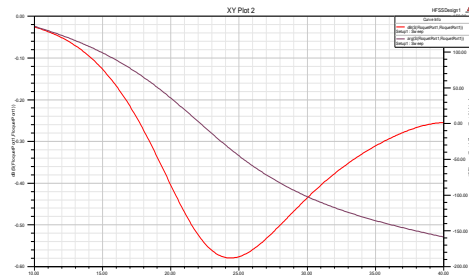
Especificaciones

Gráfica

BW(%)



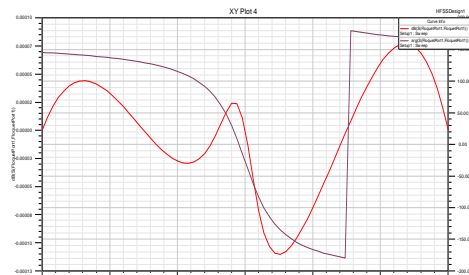
Celda 4x4mm de radio de circunferencia metálica $r=0.5\text{mm}$.
Sustrato FR4 de grosor 1.6mm
 $\text{coner}=4.4$.
Frecuencia de trabajo a 17.5GHz.



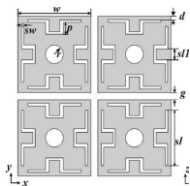
11



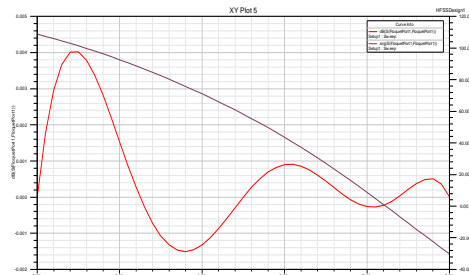
Celda de medidas 7.2x7.2mm,
ancho de bordes 0.05mm y
espaciado 0.5mm.
Sustrato con grosor 2mm,
 $\epsilon_r=2.65$.
Frecuencia de trabajo a 5.5GHz.



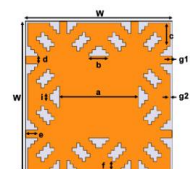
1,8



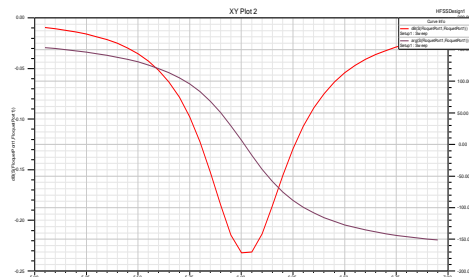
Celda de medidas $w=9.5\text{mm}$,
 $g=0.5\text{mm}$, $t=4\text{mm}$, $r=1.5\text{mm}$,
 $d=0.25\text{mm}$, $sl=8.4\text{mm}$,
 $sl1=2.8\text{mm}$, $sw=0.2\text{mm}$ y $p=2\text{mm}$.
Sustrato con grosor 4mm,
 $\epsilon_r=2.65$.
Frecuencia de trabajo a 7GHz.



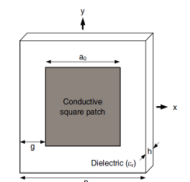
<1



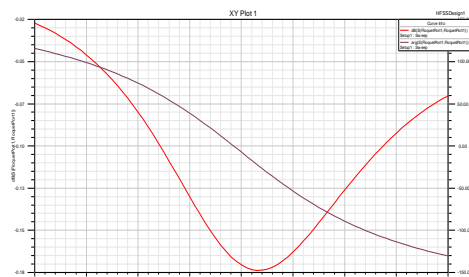
Celda de medidas $w=12\text{mm}$,
 $a=6.456\text{mm}$, $b=1.646\text{mm}$,
 $c=1.827\text{mm}$, $d=0.609\text{mm}$,
 $e=0.945\text{mm}$, $f=0.73\text{mm}$,
 $g1=0.032\text{mm}$, $g2=0.154\text{mm}$,
 $i=0.522\text{mm}$
Sustrato ROGER3003 con grosor
0.762mm, $\epsilon_r=3$ y $\text{tn}\delta=0.0013$.
Frecuencia de trabajo a 5.5GHz.



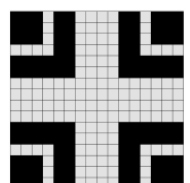
3,7



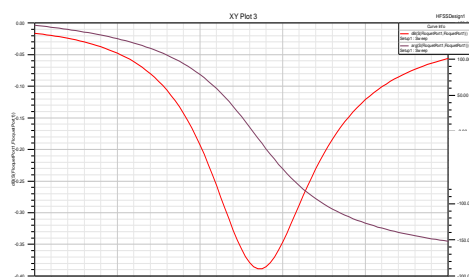
Celda de medidas 11x11mm
 $a_o=7\text{mm}$, y $g=2\text{mm}$.
Sustrato con grosor $h=2\text{mm}$,
 $\epsilon_r=3.5$ y $\text{tn}\delta=0.002$.
Frecuencia de trabajo a 8.8GHz.



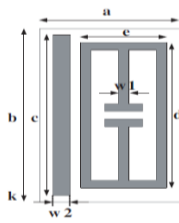
11



Celda de
medidas 3.822x3.822mm.
Sustrato Rogers RO3010 con
grosor 0.939mm, $\epsilon_r=10.2$.
Frecuencia de trabajo a 10GHz.



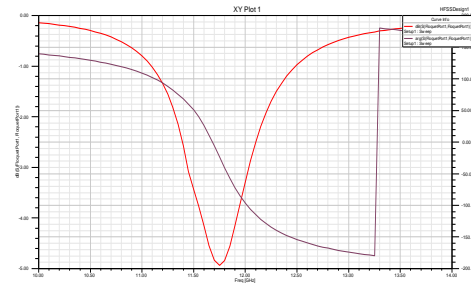
BW(%)



Celda de medidas $a = 4.1$ mm, $b = 6.7$ mm, $c = 6.3$ mm, $d = 5.7$ mm, $e = 2.5$ mm, $w1 = 0.3$ mm, and $w2 = 0.5$ mm.

Sustrato FR4 con grosor 1mm, $\epsilon_r = 4.6$ y $\tan\delta = 0.025$.

Frecuencia de trabajo a 11.5GHz.



3

Anexoll

HFSS o High frequency structural simulator, es un software de simulación comercial de Ansys, comúnmente usado en el área industrial para el análisis 3D de campos electromagnéticos y dónde resulta esencial una herramienta que permita trabajar a altas frecuencias y a gran velocidad [41].

Su uso está orientado al diseño de antenas y de complejos circuitos electrónicos en RF, incluyendo filtros, líneas de transmisión, dispositivos biomédicos... Con HFSS, los ingenieros pueden obtener parámetros de Scattering (S, Y, Z), visualizar campos electromagnéticos en 3D para campo cercano y lejano; y generar modelos de SPICE. Además es posible estudiar la calidad de una señal, incluyendo sus pérdidas de transmisión, reflexión por mala adaptación de impedancia, acoplamiento parásito, radiación....

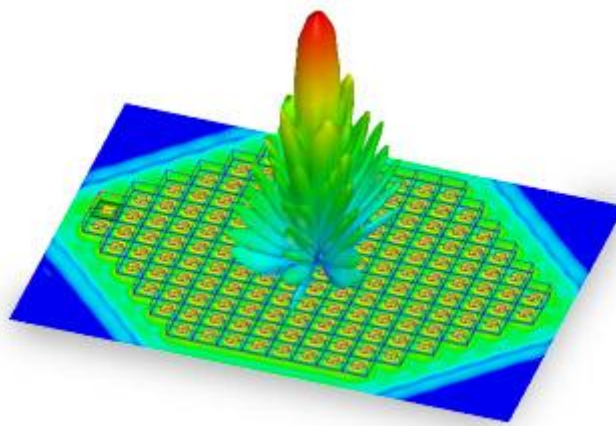


Figura A.1. Modelo 3D en HFSS

Sus métodos de resolución se basan tanto en el método de resolución finita como en el método de ecuación integral. Para ello, el usuario simplemente debe especificar la geometría y propiedades materiales. A partir de ahí, HFSS genera de forma automática un apropiado, eficiente y aproximado mallado para resolver el problema por el método indicado.

Fue originalmente desarrollado por el Profesor Zoltan Cendes y sus estudiantes de la Universidad Carnegie Mellon.

Zoltan Cendes, tras graduarse en ciencias de la Ingeniería y posteriormente de Ingeniería Eléctrica en la universidad de McGill en 1972, se unió al Departamento de investigación y desarrollo. Durante parte de su vida, trabajo como profesor asociado adjunto en el Union College de Schenectady (NY). Llego a ser Profesor asociado en ingeniería eléctrica en la Universidad de McGill en 1980 y en 1982 entro a formar parte como profesor adjunto de la Universidad Carnegie Mellon en el área de ingeniería eléctrica e informática hasta 1996.

Fundador y presidente de Ansoft Corporation, actualmente está a cargo de la dirección de investigación de tecnologías y productos de la compañía.

Bibliografía

- [1] Jerome I. Glaser. Glaser Associates (Los Angeles), "Stealthy Antennas: Minimizing the Radar Cross Section of an Essential Communication System Component" The WSTIAC Quarterly, Volume 8, Number 2
- [2] S. Simms and V. Fusco (The Institute of Electronics Communications and IT, Queens University of Belfast, Queens Road, Queens Island, Belfast BT3 9DT, United Kingdom) "Chessboard reflector for RCS reduction" Electronic letters. 14th February 2008 Vol. 44 No. 4
- [3] Maurice Paquay, *Member, IEEE*, Juan-Carlos Iriarte, Iñigo Ederra, Ramon Gonzalo, *Member, IEEE*, and Peter de Maagt, *Senior Member, IEEE*. "Thin AMC Structure for Radar Cross-Section Reduction"
- [4] A. Balanis. Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition (Apr 4, 2005)
- [5] Skolnick, M.I., Introduction to Radar Systems, McGraw-Hill, 1980
- [6] Marcelo A. S. Miacci (National Institute for Space Research (INPE)) and Mirabel C. Rezende (Institute of Aeronautics and Space, Department of Aerospace Science and Technology, Brazil) "*Basics on Radar Cross Section reduction: Measurement of Simple and Complex Targets Using Microwave Absorbers*" *Applied Measurement Systems*, Prof. Zahurul Haq (Ed.), ISBN: 978-953-51-0103-1, InTech
- [7] Gu Jiateng and Dr Dan Brown "*Stealth: Radar Cross Section Reductions on Aircrafts*" <http://www.homepages.ucl.ac.uk/~zcapf41/workfile/GU%20JIATENG'S%20Report.pdf>
- [8] "*Furtividad: un concepto complejo*" [http://cssbl.com/aire/stealth\(2\).htm](http://cssbl.com/aire/stealth(2).htm)
- [9] Serdar Cadirci and Edward Fisher (Thesis Advisor) "*RF stealth (or low observable) and counter –RF stealth technologies: Implications of counter-RF stealth solutions for Air Force*" Naval postgraduate school. Monterrey, California.
- [10] Ronald L. Fante, Fellow IEEE and Michael T. McCormack. "*Reflection Properties of the Salisbury Screen*" IEEE transactions on antennas and propagation, Vol. 36, No. 10, October 1988
- [11] Munk, Benedikt A. (2000). *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*. New York: John Wiley & Sons. pp. 315–317. ISBN 0-471-37047-9.
- [12] Ignacio Martin-Bragado Senior R&D Engineer. "*Interferencia entre ondas*" <http://metodos.fam.cie.uva.es/~imartin/noticias/libros/fisica/node17.html#SECTION0017>

- [13] Fan Yang , Yahya Rahmat-Samii *“Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering”* Cambridge RF and Microwave Engineering Series
- [14] Diego M^a Casado García, Marta Cabedo Fabrés (tutor), Eva Antonino Daviu(tutor) *“Empleo de estructuras EBG (Electromagnetic Band Gap) para el diseño de antenas planas de alta eficiencia en la banda de 2.4 GHz”*. Universidad Politécnica de Valencia, 2012.
- [15] Chahat Jain, Navneet Kaur, Gurpurneet Kaur *“Artificial magnetic conductor for miniaturized antenna applications-A Review”* International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering (ISSN 2250-2459, Volume 2, Issue 7, July 2012)
- [16] Kourosh Mahdjoubi, Anne-Claude Tarot, Ronan Sauleau *“EBG Directive Antennas”*. IETR (Institute of Electronics & Telecommunication of Rennes)
- [17] Fan Yang , Yahya Rahmat-Samii *“Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering”* Cambridge RF and Microwave Engineering Series
- [18] M. E. de Cos, Y. Alvarez, and F. Las-Heras *“A novel approach for RCS reduction using a combination of artificial magnetic conductors”* Progress In Electromagnetics Research, Vol. 107, 147-159, 2010.
- [19] J. C. Iriarte, J.L. Martinez de Falcón, I. Maestrojuan, I. Liberal, A. Rebollo, I. Ederria and R.Gonzalo *“Broadband RCS reduction using AMC technology”* Antenna Group, Electric and Electronic Engineering Department, Public University of Navarra, Spain
- [20] Yueh-Lin Tsai *“Scattering Characteristics of High Impedance Surface Illuminated by a Broadband Lightning”* Asia-Pacific International Conference on Lightning, November 1-4, 2011, Chengdu, China.
- [21] Yong Zhang, Raj Mittra and Bing-Zhong Wang *“Novel Design for Low-RCS Screens using a Combination of Dual-AMC”*. Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE.
- [22] Mustafa K. Taher Al-Nuaimi and William G. Whittow *“Novel Planar AMC for Low Profile Antenna Applications”*. Antennas & Propagation Conference, 2009. LAPC 2009. Loughborough.
- [23] Theofano M. Kollatou, Alexandros I. Dimitriadis, Nikolaos V. Kantartzis, and Christos S. Antonopoulos *“A Bandwidth-Enhanced, Ultra-Thin, Wide-Angle Metamaterial Absorber for EMC Applications”* Proc. of the 10th Int. Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2011), York, UK, September 26-30, 2011.
- [24] Ying Huang, Arijit De, Student Member, IEEE, Yu Zhang, Tapan K. Sarkar, Fellow, IEEE, and Jeffrey Carlo *“Enhancement of Radiation Along the Ground Plane From a Horizontal Dipole Located Close to It”* IEEE Antennas and wireless propagation letters, VOL. 7, 2008.

- [25] Filiberto Bilotti, *Senior Member, IEEE*, Alessandro Toscano, Kamil Boratay Alici, Ekmel Ozbay, and Lucio Vegni “*Design of Miniaturized Narrowband Absorbers Based on Resonant-Magnetic Inclusions*” IEEE transactions on electromagnetic compatibility, VOL. 53, NO. 1, FEBRUARY 2011.
- [26] Marc Imbert, Pere J. Ferrer, José M. González-Arbesú, and Jordi Romeu “*Assessment of the Performance of a Metamaterial Spacer in a Closely Spaced Multiple-Antenna System*” IEEE Antennas and wireless propagation letters, VOL. 11, 2012.
- [27] Xi Chen, Long Li, *Senior Member, IEEE*, Chang Hong Liang, *Senior Member, IEEE*, Zi Jian Su, and Cheng Zhu “*Dual-Band High Impedance Surface With Mushroom-Type Cells Loaded by Symmetric Meandered Slots*” IEEE transactions on antennas and propagation, VOL. 60, NO. 10, OCTOBER 2012.
- [28] Zikri Bayraktar, Jeremy Bossard and D. H. Werner “*AMC Metamaterials for Low-profile Antennas Mounted on or Embedded in Composite Platforms*” Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE 9-15 June 2007.
- [29] Zikri Bayraktar*, Micah Gregory and D. H. Werner “*Composite Planar Double-Sided AMC Surfaces for MIMO Applications*” Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. IEEE. 1-5 June 2009.
- [30] Dongho Kim and Jaeick Choi “*Novel Planar Metamaterial with a Negative Refractive Index*” ETRI Journal, Volume 31, Number 2, April 2009.
- [31] Douglas J. Kern, Douglas H. Werner, Michael J. Wilhelm, and Kenneth H. Church “*Genetically engineered multiband high-impedance frequency selective surfaces*” Microwave and optical technology letters / Vol. 38, No. 5, September 5 2003.
- [32] H.-M. Lee* and H.-S. Lee “*A dual band metamaterial absorber based with resonant-magnetic structures*”. Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 33, 1-12, 2012.
- [33] M. Hosseini, A. Pirhadi, and M. Hakkak “*A novel AMC with little sensitivity to the angle of incidence using 2-layer Jerusalem cross FSS*” Progress In Electromagnetics Research, PIER 64, 43–51, 2006.
- [34] Dunbao Yan, Qiang Gao, Chao Wang, and Naichang Yuan “*Novel Compact Inter-Embedded AMC Structure for Suppressing Surface Wave*” Progress In Electromagnetics Research Symposium 2005, Hangzhou, China, August 22-26.
- [35] M. E. de Cos, Y. Alvarez, R. Hadarig, and F. Las-Heras “*Flexible uniplanar artificialmagnetic conductor*” Progress In Electromagnetics Research, Vol. 106, 349-362, 2010.
- [36] H.-M. Lee and H.-S. Lee “*A metamaterial based microwave absorber composed of coplanar electric-field-coupled resonator and wire array*” Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 34, 111-121, 2013.



- [37] M. E. de Cos, Y. Alvarez, and F. Las-Heras “*A novel approach for RCS reduction using a combination of artificial magnetic conductors*” Progress In Electromagnetics Research, Vol. 107, 147-159, 2010.
- [38] J. Yeo and D. Kim “*Novel tapered AMC structures for backscattered RCS reduction*” J. of Electromagn. Waves and Appl., Vol. 23, 697–709, 2009.
- [39] Ruey-Bing Hwang and Yueh-Lin Tsai “*Reflection characteristics of a composite planar AMC surface*” AIP Advances 2, 012128 (2012).
- [40] LPK site <http://www.lpkfusa.com/protomat/h100.htm>
- [41] ANSYS site <http://www.ansys.com>